



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial

Diseño de los convertidores electrónicos de la cadena de tracción de un kart eléctrico de 20 kW con dos motores BLDC independientes en el eje trasero

Trabajo Fin de Máster

Máster Universitario en Ingeniería Industrial

AUTOR/A: García Ortega, Alejandro

Tutor/a: González Medina, Raúl

CURSO ACADÉMICO: 2021/2022



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA
SUPERIOR INGENIERÍA
INDUSTRIAL VALENCIA

Curso Académico:

RESUMEN

Cada vez son más las competiciones de vehículos de altas prestaciones cuyo tipo de propulsión pasa de ser del tradicional motor de combustión interna a una cadena de tracción puramente eléctrica.

Un caso de reciente implantación en el año 2021 es el *Open España eKarting* cuyo objetivo es la puesta a prueba de un kart eléctrico en fase de desarrollo. El sistema de transmisión de dicho kart es de 1 único motor eléctrico que acciona el eje trasero. En el presente TFM se diseñan los convertidores electrónicos de la cadena de tracción de un kart eléctrico con dos motores BLDC de 10 kW en el eje trasero. La potencia total es 20 kW, similar a los del *Open España eKarting* y es capaz de proporcionar picos de potencia superiores a 30 kW. Cada motor acciona una rueda trasera de forma independiente y está controlado por su convertidor de potencia correspondiente.

El diseño consiste, en primer lugar, en una búsqueda de motores que se ajusten a las especificaciones de potencia. Posteriormente, conocidas las especificaciones del motor, se obtendrán los requerimientos de tensión y corriente en el convertidor de potencia y se comprobarán mediante simulación. Finalmente se concluye el diseño de los convertidores con la selección e integración de sus componentes físicos.

De esta manera, lo que se persigue en el trabajo por parte del alumno es la culminación de los conocimientos adquiridos durante el último curso del Máster en Ingeniería Industrial en un entorno real de diseño con el componente innovador motivador de tratarse de un caso de aplicación poco frecuente que constituye un reto para el estudiante.

Palabras clave: inversor, motor, BLDC, kart, tracción eléctrica, batería, vehículo

RESUM

Cada vegada són més les competicions de vehicles d'altres prestacions el tipus de propulsió dels quals passa de ser del tradicional motor de combustió interna a una cadena de tracció purament elèctrica.

Un cas de recent implantació l'any 2021 és *l'Open España eKarting* que té com a objectiu la posada a prova d'un kart elèctric en fase de desenvolupament. El sistema de transmissió del dit kart és de 1 únic motor elèctric que acciona l'eix del darrere. En aquest TFM dissenyen els convertidors electrònics de la cadena de tracció d'un kart amb dos motors elèctrics BLDC de 10 kW a l'eix del darrere. La potència total és 20 kW, semblant als de *l'Open Espanya eKarting* i és capaç de proporcionar pics de potència superiors a 30 kW. Cada motor acciona una roda del darrere de forma independent i està controlat pel seu convertidor de potència corresponent.

El disseny consisteix, en primer lloc, en una cerca de motors que s'ajustin a les especificacions de potència. Posteriorment, conegudes les especificacions del motor, s'obtiniran els requeriments de tensió i corrent al convertidor de potència i es comprovaran mitjançant simulació. Finalment es conclou el disseny dels convertidors amb la selecció i la integració dels seus components físics.

D'aquesta manera, el que es persegueix en el treball per part de l'alumne és la culminació dels coneixements adquirits durant el darrer curs del Màster en Enginyeria Industrial en un entorn real de disseny amb el component innovador motivador de tractar-se d'un cas d'aplicació poc freqüent que constitueix un repte per a l'estudiant.

Paraules clau: inversor, motor, BLDC, kart, tracció elèctrica, bateria, vehicle.

ABSTRACT

There are more and more competitions of high-performance vehicles whose type of propulsion changes from the traditional internal combustion engine to a purely electric powertrain.

A case of recent implementation in 2021 is the *Open España eKarting* whose objective is the testing of an electric kart in the development phase. The transmission system of this kart is a single electric motor that drives the rear axle. In the present TFM it is designed the electronic converters of the drive train of a kart with two 10 kW BLDC electric motors on the rear axle. The total power is 20 kW, similar to those of the *Open España eKarting* and is capable of providing peak power in excess of 30 kW. Each motor drives a rear wheel independently and is controlled by its corresponding power converter.

The design consists, first of all, in a search for motors that meet the power specifications. Subsequently, knowing the motor specifications, the voltage and current requirements on the power converter are obtained and checked by simulation. Finally, the design of the converters is concluded with the selection and integration of their physical components.

In this way, what is pursued in the work by the student is the culmination of the knowledge acquired during the last course of the Master Degree in Industrial Engineering in a real design environment with the motivating innovative component of being a case of infrequent application that constitutes a challenge for the student.

Key words: inverter, motor, BLDC, kart, electrical traction, battery, vehicle.

ÍNDICE GENERAL DEL TFM

ÍNDICE DE LA MEMORIA DESCRIPTIVA

1.	Introducción	10
1.1.	Antecedentes, motivación y justificación	10
1.2.	Caso de aplicación	12
2.	<i>State of the art</i>	15
2.1.	Convertidores de potencia	16
2.1.1.	Principio de funcionamiento de los convertidores	16
2.1.2.	Tipos de convertidores	16
2.1.3.	Materiales y tecnología	19
2.2.	Motores eléctricos	22
2.2.1.	Motor PMSM	24
2.2.2.	Motor SynRM	25
2.2.3.	Motor BLDC	26
2.3.	Baterías	26
2.4.	Conclusiones extraídas	28
3.	Planteamiento de la cadena de tracción	29
3.1.	Elementos de la cadena de tracción	29
3.2.	Esquema de la cadena de tracción	29
3.3.	Selección del motor	30
3.3.1.	Determinación del rango de tensiones	35
3.3.2.	Determinación del rango de corrientes	36
3.3.3.	Determinación del rango de frecuencias	37
4.	Simulación por PSIM	38
4.1.	Fase preliminar	39
4.1.1.	Caso de aplicación	39
4.1.2.	Determinación de los parámetros del modelo	41
4.1.3.	Resultados de las simulaciones	57
4.1.4.	Conclusiones	60
4.2.	Fase de detalle	60
4.2.1.	Selección de componentes	60
4.2.2.	Resultados de las simulaciones del modelo final	89

5. Ubicación de los elementos de la cadena de tracción	93
6. Conclusiones.....	95
7. Referencias bibliográficas	96

ÍNDICE DEL PRESUPUESTO

1. Introducción	99
2. Unidades de obra	99
3. Cuadro de precios descompuestos y estado de las mediciones	100
3.1. Software	100
3.2. Hardware/Materiales.....	100
3.3. Mano de obra de la ingeniería	101
4. Coste total del proyecto	101

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Póster Promocional eKarting Open España 2021 (obtenido de playanddrive.com)....	11
Figura 2. Evolución histórica de las descripciones técnicas del modelo eKarting (obtenido de playanddrive.com).....	13
Figura 3. Modelo EGT5 (obtenido de playanddrive.com)	13
Figura 4. Ficha técnica eKart Play and Drive EGT5 (obtenido de playanddrive.com)	14
Figura 5. Tipos de conversión de potencia eléctrica y sus correspondientes convertidores electrónicos (elaboración propia)	17
Figura 6. Aplicación del convertidor DC-DC bidireccional en una cadena de tracción (obtenido de artículo de Kazimierczuk)	18
Figura 7. Aplicaciones del convertidor DC-DC en vehículos eléctricos (obtenido de artículo de Kazimierczuk)	18
Figura 8. Estructuras modulares de los dispositivos semiconductores (obtenido del libro de Trzynadlowski).....	20
Figura 9. Módulos de potencia para transistores tipo MOSFET (obtenido del libro de Trzynadlowski).....	20
Figura 10. Circuito y símbolo. Izquierda: MOSFET. Derecha: IGBT (obtenido de libro de Trzynadlowski).....	21
Figura 11. Clasificación de los motores eléctricos (elaboración propia).....	23
Figura 12. Motor PMSM de 50 kW (obtenido de tradewheel.com)	25
Figura 13. Motor SynRM (obtenido de abb.com)	25
Figura 14. Comparación de los tipos de baterías en términos de densidad de energía gravitacional y volumétrica (obtenido de artículo de Nature).....	27

Figura 15. Electrodo positivo y negativo de las baterías Ion-Litio (obtenido de artículo de Energies).....	28
Figura 16. Esquema de la cadena tracción (elaboración propia).....	30
Figura 17. Selección del motor: PMSM de 15 kW (obtenido de Alibaba.com).....	32
Figura 18. Selección del motor: asíncrono de 15 kW (obtenido de Alibaba.com).....	32
Figura 19. Selección del motor: BLDC de 15 kW (obtenido de Alibaba.com).....	33
Figura 20. Selección del motor: BLDC de 10 kW (obtenido de Alibaba.com).....	33
Figura 21. Esquema de conexionado de un inversor conectado al motor BLDC en estrella (obtenido de libro de Hee Nam).....	35
Figura 22. Esquema de conexionado del motor BLDC de 10 kW (elaboración propia).....	36
Figura 23. Obtención del número de pares de polos según el fabricante (obtenido de Alibaba.com).....	37
Figura 24. Indicación del ángulo Hall y resto de parámetros del motor (obtenido de Alibaba.com).....	39
Figura 25. Motor BLDC conectado al convertidor (obtenido de artículo de Second International Conference on Communication Software and Networks).....	40
Figura 26. Modelo de simulación implementado (elaboración propia).....	41
Figura 27. Campos para rellenar sobre los parámetros del motor BLDC (obtenido de PSIM)....	42
Figura 28. Plano del motor BLDC de 10 kW (obtenido de Alibaba.com).....	43
Figura 29. Comportamiento del sensor Hall a lo largo del tiempo (obtenido de PSIM).....	44
Figura 30. Campos adicionales del motor BLDC (obtenido de PSIM).....	45
Figura 31. Sensorización de la velocidad/par e imposición del par resistente mediante PSIM .	45
Figura 32. Circuito digital para la comparación PWM (elaboración propia).....	46
Figura 33. Cuadro de diálogo de la señal Duty (obtenido de PSIM).....	47
Figura 34. Cuadro de diálogo de la señal Vtri (obtenido de PSIM).....	47
Figura 35. Gráfica de la señal Vtri (obtenido de PSIM).....	48
Figura 36. Ejemplo modulación PWM para un valor de Duty=0.9 (obtenido de PSIM).....	48
Figura 37. Secuencia de funcionamiento de la rama SA (obtenido de PSIM).....	49
Figura 38. Activación y desactivación de SA+ y SA- modulado con Sw (obtenido de PSIM).....	49
Figura 39. Caso de aplicación 1: Forma de la onda de corriente de cada fase (obtenido de PSIM).....	50
Figura 40. Procedimiento de trabajo en el entorno de simulación (elaboración propia).....	52
Figura 41. Caso de aplicación 1: ensayo de vacío del motor BLDC (obtenido de PSIM).....	54
Figura 42. Modelización del ensayo de vacío (obtenido de PSIM).....	55
Figura 43. Diodos en antiparalelo para medir las corrientes en cada módulo (obtenido de PSIM).....	56
Figura 44. Caso de aplicación 1: corriente que circula por el transistor (color rojo) y por el diodo (color azul).....	56
Figura 45. Caso de aplicación 1: par y velocidad en régimen permanente alcanzado por el motor (obtenido de PSIM).....	57
Figura 46. Caso de aplicación 2: par y velocidad en régimen permanente alcanzado por el motor (obtenido de PSIM).....	58
Figura 47. Caso de aplicación 3: par y velocidad en régimen permanente alcanzado por el motor (obtenido de PSIM).....	58
Figura 48. Caso de aplicación 4: par y velocidad en régimen permanente alcanzado por el motor (obtenido de PSIM).....	59
Figura 49. Corriente de fase en condiciones de potencia pico de 20 kW (obtenido de PSIM)...	59

Figura 50. Valores de corriente y tensión nominal de los módulos tipo Single. Tabla Arriba: MOSFET; Tabla Abajo: IGBT (obtenido de vishay.com).....	61
Figura 51. Hardware y especificaciones principales del módulo seleccionado (obtenido de Vishay).....	62
Figura 52. Configuración interna del módulo seleccionado (obtenido de Vishay).....	62
Figura 53. Módulo teórico (izquierda) y normalizado (derecha)	64
Figura 54. Parámetros de MOSFET (obtenido de PSIM)	64
Figura 55. Especificaciones del módulo MOSFET de Vishay (obtenido de PSIM)	65
Figura 56. Analogía entre circuito eléctrico y térmico	65
Figura 57. Circuito térmico para un único módulo de potencia (obtenido de PSIM)	66
Figura 58. Circuito térmico completo. (obtenido de PSIM)	67
Figura 59. Circuito térmico equivalente (obtenido de PSIM).....	67
Figura 60. Pérdidas totales del inversor (obtenido de PSIM).....	68
Figura 61. Modelo del disipador de calor (obtenido de PSIM)	69
Figura 62. Primer modelo de simulación de la fase de detalle (obtenido de PSIM).....	70
Figura 63. Temperatura de la carcasa del módulo en condiciones de máxima potencia (obtenido de PSIM)	71
Figura 64. Caso 1 de aplicación: pérdidas de calor del inversor que son disipadas al ambiente (obtenido de PSIM)	72
Figura 65. Caso 1 de aplicación: temperatura de la carcasa del módulo (obtenido de PSIM) ...	72
Figura 66. Fase de detalle: Corriente de fase del motor BLDC en condiciones de simulación (obtenido de PSIM)	73
Figura 67. Fase de detalle: velocidad del motor BLDC en condiciones nominales de simulación (obtenido de PSIM)	74
Figura 68. Fase de detalle: velocidad del motor BLDC en condiciones pico de simulación (obtenido de PSIM)	74
Figura 69. Diferentes vistas de la batería seleccionada (obtenido de Alibaba.com)	78
Figura 70. Modelo del circuito equivalente de una batería (obtenido de sciencedirect.com)...	79
Figura 71. Resultado experimental de la batería (obtenido de apuntes de la asignatura Vehículos Eléctricos)	80
Figura 72. Caso 4: desarrollo de Fourier de la corriente I_{dc} sin conectar el bus de continua (obtenido de PSIM)	83
Figura 73. Modelo en PSIM de las baterías en conectadas en paralelo con el bus de continua teórico (obtenido de PSIM)	85
Figura 74. Caso 1: rizado de corriente I_{dc} tras implementación del bus de continua teórico de valor 253.4 mF (obtenido de PSIM)	85
Figura 75. Caso 1: desarrollo de Fourier de la corriente I_{dc} tras conectar bus de continua teórico de valor 253.4 mF (obtenido de PSIM)	86
Figura 76. Caso 4: desarrollo de Fourier de la corriente I_{dc} tras conectar bus de continua teórico de valor 253.4 mF (obtenido de PSIM)	86
Figura 77. Condensador electrolítico seleccionado (obtenido de farnell.com)	87
Figura 78. Modelo en PSIM de las baterías en conectadas en paralelo con el bus de continua normalizado (obtenido de PSIM)	88
Figura 79. Esquema final de PSIM	89
Figura 80. Conexión en paralelo de los dos motores con el bus de continua (obtenido de PSIM)	89

Figura 81. Implementación de los disipadores teóricos en el esquema final (obtenido de PSIM)	90
Figura 82. Caso 1: desarrollo de Fourier de la corriente I_{dc} tras conectar bus de continua normalizado (obtenido de PSIM)	90
Figura 83. Caso 1: rizado de corriente I_{dc} tras implementación del bus de continua normalizado (obtenido de PSIM)	91
Figura 84. Caso 4: desarrollo de Fourier de la corriente I_{dc} tras conectar bus de continua normalizado (obtenido de PSIM)	91
Figura 85. Velocidades del motor bajo condiciones de potencia nominal 10 kW (arriba) y máxima 20 kW (abajo)	93
Figura 86. Propuesta de layout de la cadena de tracción (elaboración propia)	94
Figura 87. Modelos, ideal y real, simulados en PSIM (obtenido de PSIM)	95

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Extracto del estudio realizado por la Organización de Consumidores y Usuarios (obtenido de ocu.org)	10
Tabla 2. Parámetros técnicos del caso de aplicación	14
Tabla 3. Propiedades y especificaciones nominales de los dispositivos semiconductores (elaboración propia basada en el libro de Trzynadlowski)	21
Tabla 4. Análisis cualitativo de MOSFET y IGBT (elaboración propia)	21
Tabla 5. Comparación entre motor síncrono de imanes permanentes y motor de inducción (elaboración propia)	24
Tabla 6. Características de BLDC y PMSM (elaboración propia basada en libro de Hee Nam)	26
Tabla 7. Criterios de selección del motor	32
Tabla 8. Comparativa de las especificaciones técnicas de los motores candidatos a ser seleccionados	34
Tabla 9. Estado de los interruptores (1:cerrado, 0:abierto) en función de la posición del rotor sensorizada por los 3 sensores Hall (elaboración propia)	50
Tabla 10. Valores que toman las variables n_{ref} y T_{ref} en función del caso de aplicación (elaboración propia)	54
Tabla 11. Resultados de las corrientes medias en cada uno de los casos de aplicación y los factores multiplicadores a cada parámetro	57
Tabla 12. Especificaciones de diseño del módulo de potencia en base a la fase preliminar de simulación	60
Tabla 13. Comparativa de las condiciones nominales y máximas de potencia (obtenido de PSIM)	73
Tabla 14. Especificaciones eléctricas de la batería original (obtenido de playandrive.com)	75
Tabla 15. Resultados del estudio (caso 1 batería)	77
Tabla 16. Especificaciones eléctricas del paquete de baterías (elaboración propia)	77
Tabla 17. Especificaciones de fabricante de la batería seleccionada (obtenido de Alibaba.com)	78

Tabla 18. Especificaciones de la batería ensayada en caso experimental (obtenido de apuntes de la asignatura Vehículos Eléctricos)	80
Tabla 19. Parámetros del modelo equivalente de la batería seleccionada	82
Tabla 20. Especificaciones del condensador unitario (obtenido de farnell.com)	87
Tabla 21. Caso 4: reducción del rizado de corriente en los dos casos	92
Tabla 22. Estudio térmico de la fase final	92
Tabla 23. Listado de unidades de obra	99
Tabla 24. Unidad de Obra 1: desglose de precios	100
Tabla 25. Unidad de Obra 2: desglose de precios	100
Tabla 26. Unidad de Obra 3: desglose de precios	101
Tabla 27. Desglose del precio final del presupuesto	101

ÍNDICE DE ECUACIONES

Ecuación 1	31
Ecuación 2	31
Ecuación 3	31
Ecuación 4	36
Ecuación 5	37
Ecuación 6	37
Ecuación 7	42
Ecuación 8	53
Ecuación 9	53
Ecuación 10	53
Ecuación 11	63
Ecuación 12	68
Ecuación 13	68
Ecuación 14	71
Ecuación 15	75
Ecuación 16	76
Ecuación 17	76
Ecuación 18	81
Ecuación 19	81
Ecuación 20	81
Ecuación 21	84
Ecuación 22	84
Ecuación 23	87
Ecuación 24	88

MEMORIA DESCRIPTIVA

1. Introducción

El presente apartado de la memoria descriptiva del Trabajo Final de Máster (de ahora en adelante, TFM) sirve para contextualizar y tratar de hacer entender al lector/a los motivos que han llevado al estudiante a interesarse por el tema escogido.

1.1. Antecedentes, motivación y justificación

En los últimos años nunca la sociedad ha tomado con mayor consciencia el hecho de que la electricidad es un bien indispensable y que sin ella el estilo de vida moderno que existe en el planeta se desmoronaría. Más aún, cada vez se está apreciando una creciente sustitución de los vehículos tradicionales de motor de combustión por los vehículos eléctricos. Bajo valoración personal, son tres los motivos por los que existe esta tendencia de cambio progresiva en lo que se refiere al sistema de propulsión de los vehículos:

- La subida del precio de los combustibles. Se observa claramente la tendencia al alza del coste que supone repostar gasolina/diesel para cualquier vehículo. Para que se aprecie mejor la diferencia de coste de explotación entre un vehículo de combustión frente a uno eléctrico, la *Organización de Consumidores y Usuarios (OCU)* realizó el siguiente estudio donde se observa cómo, a pesar de que la inflación afecta no sólo a los combustibles, sino también a la electricidad, sigue resultando más rentable recargar un vehículo eléctrico que un vehículo tradicional:

	Recarga en horario valle (PVPC)	Gasolina	Diésel
Consumo	20 kWh/100 km	7 l/100 km	6 l/100 km
Media anual (2020)	190 €	825 €	644 €
Media mensual (sep.2021)	302 €	994 €	759 €
Semana del 24 al 30 de sep.2021	447 €	1006 €	775 €

Tabla 1. Extracto del estudio realizado por la Organización de Consumidores y Usuarios (obtenido de ocu.org)

- La bajada del coste de adquisición de un vehículo eléctrico: cualquier nueva tecnología al principio siempre es cara y poco eficiente, y lo mismo pasó al principio con el vehículo eléctrico. No obstante, debido a la economía de escala, a medida que la producción aumenta, sus costes se reducen, y podemos así ver que el mercado a día de hoy ya oferta gamas de vehículos eléctricos a precios asequibles para el consumidor medio.

- Prohibición de los vehículos de combustión: a los altos precios que tienen se le suma que la Comisión Europea acordó el pasado 14 de Julio de 2021, enmarcado en el Pacto *Fit for 55*, que en 2035 se prohibirá la venta de coches gasolina/diesel. Por lo tanto, un vehículo de combustión ya no sólo es caro, sino que además presenta fecha de caducidad.

En base a los factores mencionados anteriormente, resulta de esperar que la propulsión eléctrica se integre en otros tipos de vehículos distintos del clásico turismo unifamiliar. Uno de ellos es el icónico vehículo “go-kart”. Tras un proceso de búsqueda de información, resultó sorprendente ver que el cambio del tipo de propulsión para estos tipos de vehículos se encuentra todavía en una fase temprana de “prototipado”, muy lejos de considerar todavía que el karting eléctrico tiene presencia en sectores tan atractivos como por ejemplo el ocio familiar. De hecho, hoy en día sólo existe una sola aplicación para este tipo de kart, y es el de competición profesional con el mero objetivo de poner a prueba los prototipos que diseñan y fabrican pequeñas empresas o *StartUp*’s.

Por ejemplo, existe un *StartUp* llamada *Luigi’s Design*, la cual ha conseguido batir un Guinness World Record de aceleración con un prototipo de kart eléctrico (véase <https://www.luigisdesign.com>).

Por otro lado, lógicamente, son muchas las competiciones que se celebran en todo el mundo donde los vehículos karting que compiten son puramente eléctricos. En España, en concreto, se celebra la siguiente competición del karting 100% eléctrico: *eKarting Open España*.



Figura 1. Póster Promocional eKarting Open España 2021 (obtenido de playanddrive.com)

Para hacerse una idea de lo novedosa que resulta una competición de este tipo, se señala que la primera edición de *eKarting Open España* tuvo lugar en agosto, septiembre y octubre de 2021, y está pensado que este año 2022 dé comienzo la segunda edición. De acuerdo con los organizadores del concurso, el evento supone un punto de inflexión en el uso de la tecnología de motores de propulsión eléctrica, ya que supondrán el uso por primera vez de una tecnología energética eficiente y sostenible en el mundo del automovilismo de competición en España.

Todos los antecedentes y motivación descritos justifican el tema elegido, ya que el alumno se ha formado el último año del Máster en la especialidad de ingeniería eléctrica, y entre otras disciplinas, se ha formado en electrónica de potencia, siendo aplicación el conocimiento de los convertidores de potencia que se integran en cualquier cadena de tracción de un vehículo eléctrico, incluido el kart eléctrico.

En definitiva, la vocación que el estudiante siente hacia el campo de la tracción eléctrica y electrónica de potencia aplicado a un vehículo tan singular como es el kart eléctrico define un tema del TFM que se justifica en el siguiente apartado, donde se detalla el caso de aplicación contextualizado siempre en la competición española *eKarting Open España*.

1.2. Caso de aplicación

El promotor principal de esta competición es la organización *Play and Drive*, empresa donde se diseña y fabrican coches y motores 100% eléctricos destinados a diferentes competiciones, no sólo del karting eléctrico. La competición en cuestión, además, está avalada por la Federación Española de Automovilismo.

Cabe destacar que esta competición tiene como única misión la puesta en marcha y mejora continua de los diferentes prototipos que *Play and Drive* lleva desarrollando durante 11 años.

Es decir, la empresa organiza un campeonato en la que invita, bajo ciertos requisitos, a equipos de competición cuyo interés para ellos es facilitar a los/las pilotos jóvenes (categoría senior) que participen, la adquisición de experiencia y reputación de cara a competir en categorías superiores como *Formula E* ó incluso *Formula 1*, aparte del deseo de conseguir el premio en metálico que la empresa promotora ofrece.

No obstante, el requisito más importante que *Play and Drive* impone a esos equipos es que el kart que pueden pilotar es el diseñado y desarrollado por *Play and Drive*.

Como se puede ver en la *Figura 2*, la empresa lleva creando durante años a base de ensayo y error prototipos con prestaciones cada vez más sofisticadas respecto al año anterior:

MODEL	EGT1	EGT2	EGT3	EGT4	EGT5
YEAR OF MANUFACTURE	2014	2016	2017	2018	2019
AUTONOMY	2,0 kW.h	2,5 kW.h	3,2 kW.h	3,8 kW.h	5,0 kW.h
CHASSIS-FRAME	Birel KZ Model	Birel KZ Model	Birel KZ Model	Sodi KZ Model	Birel KZ Model
EKARTING WEIGHT	109 Kg	115 Kg	125 Kg	119 Kg	126 Kg
CHAIN TRANSMISSION	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
MOTOR PEAK POWER (<i>Qualifying Mode</i>)	26 kW (35cv)	26 kW (35cv)	28kW (38cv)	30kW (41cv)	30kW (41cv)
MOTOR PEAK POWER (<i>Race Mode</i>)	15 kW (20cv)	15 kW (20cv)	17 kW (23cv)	20 kW (27cv)	20 kW (27cv)
PEAK TORQUE MOTOR (<i>Qualifying Mode</i>)	70 Nm	70 Nm	75 Nm	80 Nm	80 Nm
PEAK TORQUE MOTOR (<i>Race Mode</i>)	40 Nm	40 Nm	60 Nm	70 Nm	70 Nm
PEAK SPEED	110-150 km/h				
RATED VOLTAGE	96,2V	96,2V	96,2V	100,8V	100,8V
CHARGING TIME	45min (20-95%)	45min (20-95%)	40min (20-95%)	35min (20-95%)	35min (20-95%)
CHARGING POWER	3 kW	3,5 kW	4,5 kW	5,5 kW	7,0 kW

Figura 2. Evolución histórica de las descripciones técnicas del modelo eKarting (obtenido de playanddrive.com)

El último modelo que la empresa ha desarrollado, y que es el que se ha puesto en marcha en la misma competición que tuvo lugar el año pasado, es el modelo EGT5 (véase Figura 3), cuyas descripciones técnicas se muestran en la Figura 4.



Figura 3. Modelo EGT5 (obtenido de playanddrive.com)



Figura 4. Ficha técnica eKart Play and Drive EGT5 (obtenido de playanddrive.com)

En base a la *Figura 4*, se extraen los parámetros técnicos que interesan de cara a estudiar el caso de aplicación. Dichos datos se muestran en la siguiente tabla:

PARÁMETRO	VALOR/INFORMACIÓN
Autonomía	5 kWh
Sistema de frenado	Discos ventilados delanteros y traseros
Peso	125.5 kg
Peso mínimo (piloto incluido)	199 kg
Transmisión	Eje trasero por cadena
Potencia útil motor (<i>qualifying mode</i>)	30 kW (41 cv)
Potencia útil motor (<i>race mode</i>)	20 kW (27 cv)
Par útil motor (<i>qualifying mode</i>)	105 Nm
Par útil motor (<i>race mode</i>)	105 Nm
Velocidad máxima	110-150 km/h
Tiempo de recarga	45-60 min (25-95%)
Potencia de carga máx.	7 kW
Tensión nominal de la batería	100.8 V
Capacidad de la batería	49.9 A·h

Tabla 2. Parámetros técnicos del caso de aplicación

El presente TFM se plantea como un trabajo de diseño de los convertidores electrónicos contextualizados en una cadena de tracción cuyas prestaciones serán similares a las del kart original puesto a prueba en la competición, cuya potencia pico es de 30 kW (véase resto de parámetros en la *Tabla 2*), pero con el añadido innovador de que se sustituye la transmisión de 1 único motor por 2 motores de tipo BLDC de potencia nominal 10 kW cada uno que accionan de forma independiente cada rueda del eje trasero. Cada motor estará controlado por su correspondiente convertidor.

Además, debido a que la competición está avalada por la Federación Española de Automovilismo, ésta última organización puede ser que patrocine en el futuro otras categorías/competiciones en las que la cadena de tracción que se diseña en este TFM sea de interés público.

2. *State of the art*

En el apartado 2 del TFM se realiza un estudio crítico, claro y conciso del estado más reciente en lo que respecta a las nuevas tecnologías, características e ideas de algunos de los equipos principales que conforman la cadena de tracción del kart eléctrico (véase *Figura 16*).

Dado que el TFM consiste principalmente en el diseño de los convertidores de potencia, se decide realizar el estudio precisamente de estos equipos (véase apartado 2.1). Por otro lado, como se explicará más adelante, el diseño y características del convertidor, así como su tipo (DC-DC, DC-AC...) se ve influenciado a la hora de determinar a su vez el tipo de motor eléctrico, ya que dependiendo si éste es de corriente alterna o corriente continua, el convertidor que se escogerá para implantar en la cadena de tracción será uno u otro. Por ello, también es conveniente realizar un estudio de los motores eléctricos más actuales (véase apartado 2.2) con el objetivo de estudiar y comparar cuál de entre todos los tipos que existen resulta el más idóneo para implantarse en la cadena de tracción propuesta.

Por último, no hay que olvidar que en toda cadena de tracción la fuente de energía suele venir de las baterías electro-químicas, por lo que resulta conveniente plantear las características actuales de las baterías en aplicación de vehículos eléctricos, realizando una valoración de ventajas y desventajas para ciertas tipologías. Dicho estudio de las baterías tiene lugar en el apartado 2.3.

En el apartado 2.4 se extraen las conclusiones tras la realización de este estudio para los diferentes equipos.

2.1. Convertidores de potencia

En este apartado se realiza un informe detallado del estado más reciente en el que se encuentran los convertidores de potencia, en lo que se refiera a su tecnología, desarrollo y aplicaciones más recientes y usuales.

Se empieza con una introducción teórica de lo que son los convertidores y su principio de funcionamiento. Después, se citan todos los tipos de convertidores que existen y su función principal. Posteriormente, se pasa al apartado más representativo, que es citar la tecnología y materiales más recientes hasta la fecha, así como los que están en fase prematura de desarrollo. Se concluirá el apartado realizando un breve estudio de las aplicaciones principales donde los convertidores ocupan un papel crucial debido a razones que se explicarán más en adelante.

2.1.1. Principio de funcionamiento de los convertidores

Cuando se menciona la palabra “convertidor”, es necesario hacer la aclaración de que lo que se convierte es energía eléctrica que puede manifestarse básicamente en 2 formas: corriente alterna (de ahora en adelante, AC) y corriente continua (de ahora en adelante, DC). En el *Figura 5* se ve , dependiendo de las diferentes combinaciones de conversión que existen (AC-DC, AC-AC, DC-AC, DC-DC), la denominación de cada convertidor.

Los convertidores basan su funcionamiento en la electrónica de potencia, siendo ésta una rama de la ingeniería eléctrica dedicada a la conversión y control de la energía eléctrica, utilizando convertidores electrónicos basados en semiconductores que actúan como interruptores de potencia (Trzynadlowski, 2015).

Dependiendo del modo en el que están dispuestos dichos semiconductores (su estructura modular), el diseño del circuito y la estrategia de disparo que se programe en los *drivers* que hacen actuar los interruptores mediante pulsos, se controla así la amplitud, forma de onda (AC/DC) y/o ángulo de fase tanto de la corriente como de la tensión.

2.1.2. Tipos de convertidores

La designación de los diferentes convertidores se hace atendiendo al tipo de conversión de potencia eléctrica. De esta manera, podemos encontrar los siguientes tipos de convertidores: convertidores DC-DC (como por ejemplo, los llamados *choppers*), inversores, rectificadores y cicloconvertidores. Véase la *Figura 5* para una mayor comprensión visual.

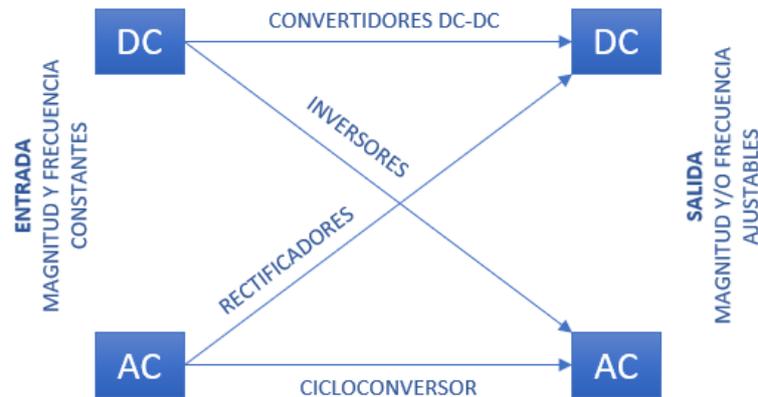


Figura 5. Tipos de conversión de potencia eléctrica y sus correspondientes convertidores electrónicos (elaboración propia)

En los sucesivos apartados se hace una descripción detallada de cada uno de los convertidores, explicando las aplicaciones más frecuentes en motores que se pueden encontrar. Se omite la descripción del rectificador (AC-DC) y del cicloconversor (AC-AC) dado que en este TFM los convertidores se integran en una cadena de tracción en la que el origen es la batería cuya tensión está en DC, y por lo tanto no resulta de interés práctico hacer uso de un rectificador o cicloconversor, donde la entrada en esos casos sería AC.

Por último, conviene dejar claro que el objetivo de los apartados 2.1.2.1 y 2.1.2.2, donde se analizan los convertidores DC-DC y DC-AC, no es el de detallar de forma exhaustiva las formas posibles en las que los circuitos se pueden conformar, ni analizar el funcionamiento de los semiconductores funcionando como interruptores.

Como se ha mencionado antes, el estudio de los convertidores se centra en explicar las aplicaciones más usuales y las más recientes que estos convertidores presentan en una cadena de tracción para la propulsión de un vehículo eléctrico genérico, donde se incluye el kart eléctrico.

2.1.2.1. Convertidores DC-DC

Son los convertidores que se encargan de transformar un nivel de entrada de tensión/corriente a continua a otro nivel deseado.

Además, de acuerdo con Kazimierczuk (2007), se tratan de convertidores donde el nivel de DC que no está regulado se transforma a otro nivel de DC con una alta eficiencia de conversión (>90%).

Antes de todo, se señala que la información contenida en este apartado se ha obtenido del artículo de *IEEE* referenciado en el apartado 7 de referencias bibliográficas (Kazimierczuk, 2007).

Son varios los criterios que existen a la hora de clasificar los convertidores DC-DC. En el ámbito de los vehículos eléctricos, los convertidores pueden clasificarse de acuerdo con la dirección del flujo de energía: unidireccional y bidireccional.

En los convertidores unidireccionales, éstos se adaptan a varias cargas tipo *on-board* tales como sensores, controladores, equipos de seguridad, así como accionamientos para los motores de DC.

En cambio, los convertidores bidireccionales se encuentran en aplicaciones donde la carga de la batería, el freno regenerativo, y la energía de reserva (*backup power*) son necesarios. Obsérvese en la *Figura 6*, a modo de ejemplo, la siguiente cadena de tracción de un vehículo eléctrico genérico donde el convertidor DC-DC es bidireccional.

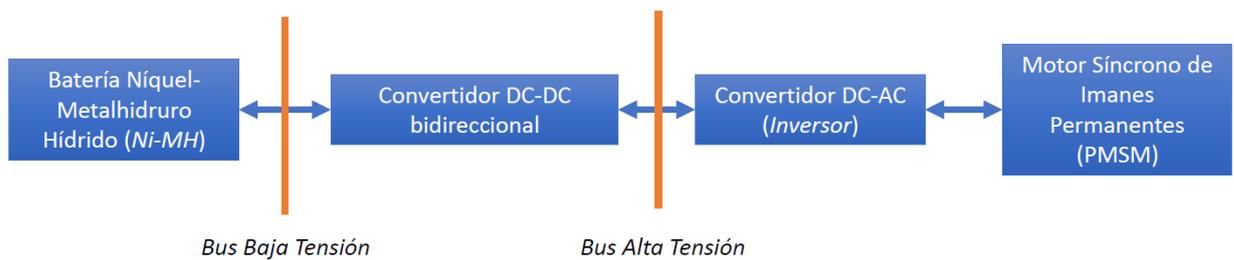


Figura 6. Aplicación del convertidor DC-DC bidireccional en una cadena de tracción (obtenido de artículo de Kazimierczuk)

A modo de conclusión, en la *Figura 7* se listan las aplicaciones que tienen los convertidores DC-DC para los vehículos eléctricos:

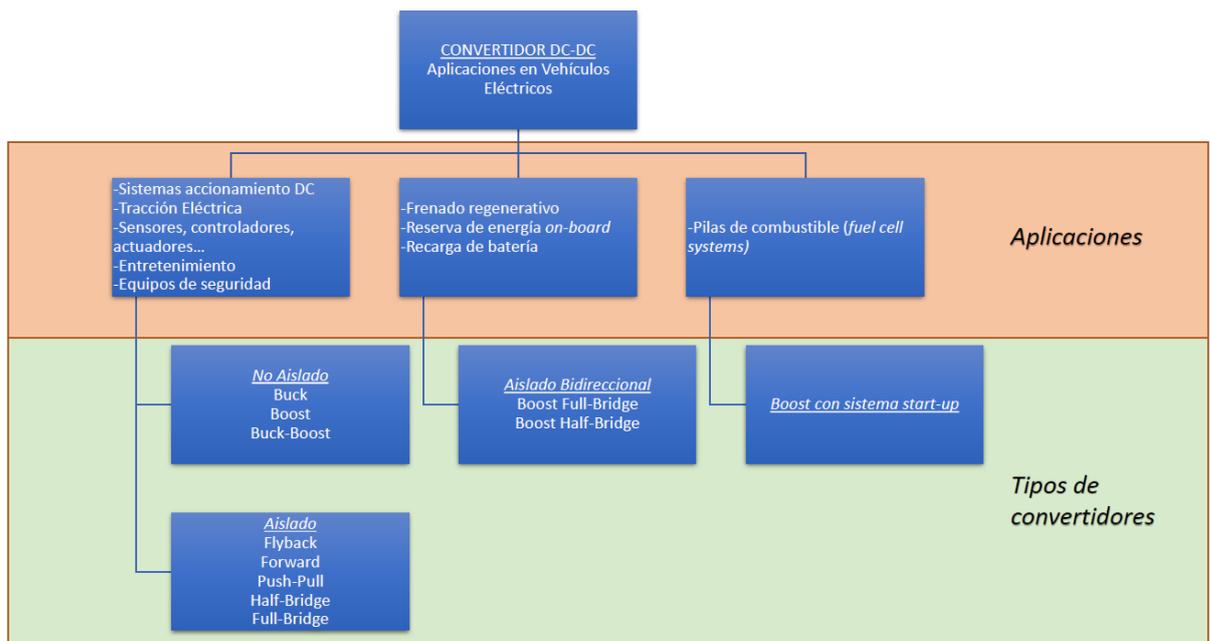


Figura 7. Aplicaciones del convertidor DC-DC en vehículos eléctricos (obtenido de artículo de Kazimierczuk)

2.1.2.2. Convertidores DC-AC: Inversores

Los convertidores que representan hoy en día un papel fundamental en prácticamente cualquier cadena de tracción es el inversor. Esto es debido a que prácticamente los motores eléctricos que se encargan de la propulsión de cualquier tipo de vehículo son de tipo AC, ya sean síncronos o de inducción, pasando los motores de DC a un plano secundario por las razones que se explican en el apartado 2.2. Y dado que el origen de la cadena de tracción puede ser una batería (ej. vehículo tipo turismo) donde la tensión es en DC, o una línea eléctrica AC (ej. la catenaria que alimenta la propulsión de una locomotora) donde por necesidades de control y monitorización de los parámetros del motor (tensión, corriente, deslizamiento, par, flujo...), se rectifica para, a través de un bus de continua, alimentar al inversor donde éste a su vez alimentará a los motores con la secuencia de conmutación que corresponda, el tipo de convertidor con más popularidad es sin duda el inversor.

Por lo tanto, las aplicaciones industriales que tienen los inversores son aquellas en las que se requiere convertir energía de DC a AC o de AC a AC de forma indirecta (ejemplo de la locomotora cuya alimentación viene de una catenaria).

2.1.3. Materiales y tecnología

El material principal del que están hechos los diferentes tipos de interruptores (diodos, transistores...) es el silicio, un elemento fundamental que, debido a su carácter de semiconductor, presenta unas características eléctricas que justifican la importancia capital que presenta este material en cualquier ámbito tecnológico donde la electrónica sea imprescindible.

Por otro lado, para facilitar y simplificar la disposición física de los convertidores electrónicos de potencia, los fabricantes de dispositivos de semiconductores ofrecen éstos dispuestos en estructuras modulares. Una estructura modular es un conjunto de semiconductores interconectados en una topología específica y encerrados en un único bloque.

Cabe señalar, por lo tanto, que, a la hora de comprar dispositivos semiconductores, dependiendo de la aplicación, es posible la adquisición por módulos donde cada uno de éstos pueden estar formados por transistores de cualquier tipo (MOSFET, IGBT) y diodos ya conectados y ensamblados. En la *Figura 8* se recogen varios ejemplos de la forma en la que se pueden encerrar diferentes combinaciones de módulos semiconductores. Así mismo, en la *Figura 9* puede verse ejemplos de circuitos formados por diodos y transistores donde cada circuito (a, b, c y d) se encierra dentro de un único módulo.

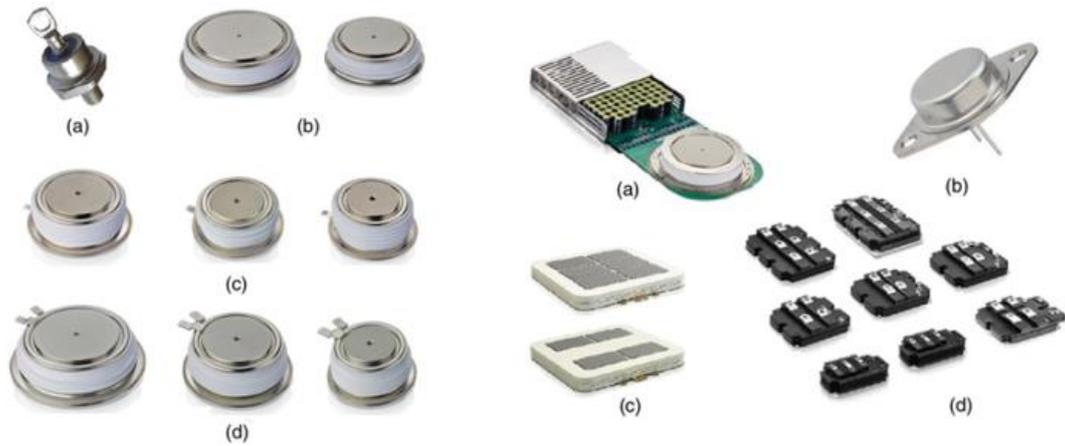


Figura 8. Estructuras modulares de los dispositivos semiconductores (obtenido del libro de Trzynadlowski)

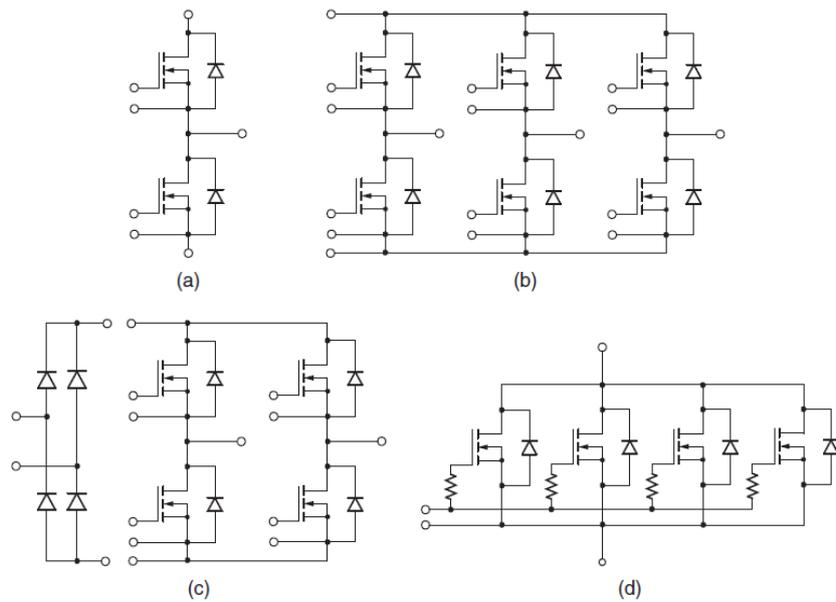


Figura 9. Módulos de potencia para transistores tipo MOSFET (obtenido del libro de Trzynadlowski)

En cuanto a la tipología de los semiconductores, la *Tabla 3* resume, de forma orientativa, los tipos de interruptores que existen, así como las especificaciones técnicas, a nivel de orden de magnitud, de cada uno de ellos que se pueden encontrar en el mercado:

Tipo	Señal de disparo	Característica de disparo	Frecuencia de disparo	Tensión directa	Tensión nominal	Corriente nominal
Diodo	-	-	20 kHz	1.2-1.7 V	6.5 kV	12 kA
SCR	Corriente	Trigger	0.5 kHz	1.5-2.5 V	8.5 kV	9 kA
Triac	Corriente	Trigger	0.5 kHz	1.5-2 V	1.4 kV	0.1 kA
GTO	Corriente	Trigger	1 kHz	3-4 V	6 kV	6 kA
IGCT	Corriente	Trigger	5 kHz	3-4 V	6.5 kV	6 kA
BJT	Corriente	Lineal	20 kHz	1.5-3 V	1.7 kV	1.2 kA
IGBT	Tensión	Lineal	20 kHz	3-4 V	6.5 kV	3.6 kA
MOSFET	Tensión	Lineal	1 MHz	3-4 V	1.7 kV	1.8 kA

Tabla 3. Propiedades y especificaciones nominales de los dispositivos semiconductores (elaboración propia basada en el libro de Trzynadlowski)

Por otro lado, en la siguiente tabla se muestra un análisis cualitativo entre los *MOSFET* e *IGBT*:

Característica	MOSFET	IGBT
Frecuencia de conmutación	Alta	Media
Control por pulsos de tensión (<i>Gate</i>)	Sí	Sí
Pérdidas de conducción	(-)	(+)
Valores asignados V/I	(-)	(+)
Diodo en anti-paralelo	Sí	Sí
Caída de tensión en modo <i>ON</i>	(-)	(+)
Rapidez y menor tamaño	(+)	(-)
Mayor aplicación/dominio del mercado	(-)	(+)

Tabla 4. Análisis cualitativo de MOSFET y IGBT (elaboración propia)

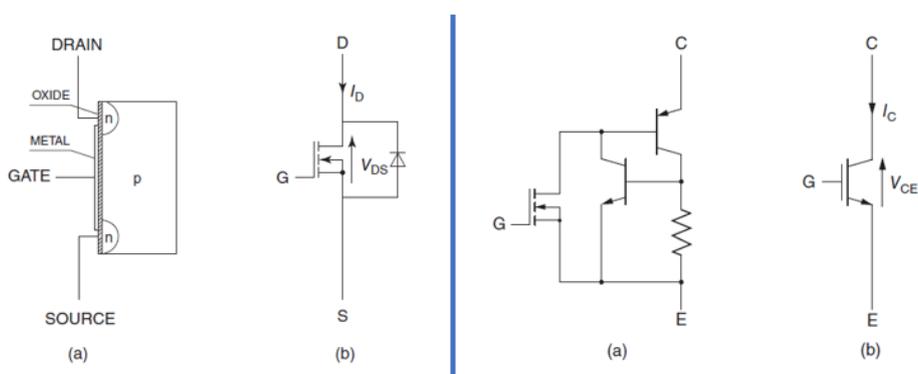


Figura 10. Circuito y símbolo. Izquierda: MOSFET. Derecha: IGBT (obtenido de libro de Trzynadlowski)

Se ha mencionado que el material más común para estos dispositivos es el silicio. No obstante, existe una creciente demanda de una mayor eficiencia, densidad de potencia y funcionamiento a mayor temperatura de los circuitos integrados dentro de los convertidores de potencia. Ello requiere buscar alternativas al clásico silicio elemental, y una de las que tiene mayor interés es el carburo de silicio (SiC, de ahora en adelante), que se ha identificado como un material con potencial para sustituir al silicio (Si, de ahora en adelante) a corto plazo y actualmente se están investigando y desarrollando por su buen desempeño a alta temperatura, potencia y frecuencia, en la que los semiconductores convencionales basados en Si no pueden funcionar adecuadamente (A.I. Maswood, 2012).

Así, como resultado de años de investigación y desarrollo, los dispositivos y módulos de potencia de SiC se están haciendo populares y están empezando a venderse de forma comercial.

Tras lectura de varios artículos de investigación publicados en la asociación IEEE (véase apartado de referencias bibliográficas), las ventajas que tienen los dispositivos basados en SiC, debido a sus propiedades físico-químicas, respecto a los de Si, se pueden resumir en:

- Reducción de las pérdidas de energía
- Mayor frecuencia de conmutación
- Alta estabilidad ante el estrés térmico

Estos tres factores conducen, como es lógico pensar, a un aumento de eficiencia y por lo tanto a una reducción de peso y tamaño del convertidor.

Además, debido a que durante su operación disipan menos energía en forma de calor que los semiconductores de silicio de alta pureza, los chips de carburo de silicio pueden trabajar con mayor eficacia con sistemas de refrigeración más modestos y menos voluminosos, lo que, sobre el papel, debería tener un impacto beneficioso tanto en el coste como en el peso de los vehículos que apuesten por ellos (López, 2021).

2.2. Motores eléctricos

Se desea dejar claro que el propósito de este apartado no es explicar el principio de funcionamiento electro-magnético de cada uno de los motores, sino realizar un breve estudio comparativo de las prestaciones, ventajas y desventajas que presentan los más interesantes de los que se ven en la *Figura 11* para este TFM. Tras la lectura de fuentes bibliográficas como Mora (2016) Luis Serrano Iribarnegaray (2017), se presenta el siguiente esquema donde se categorizan los motores más utilizados actualmente:

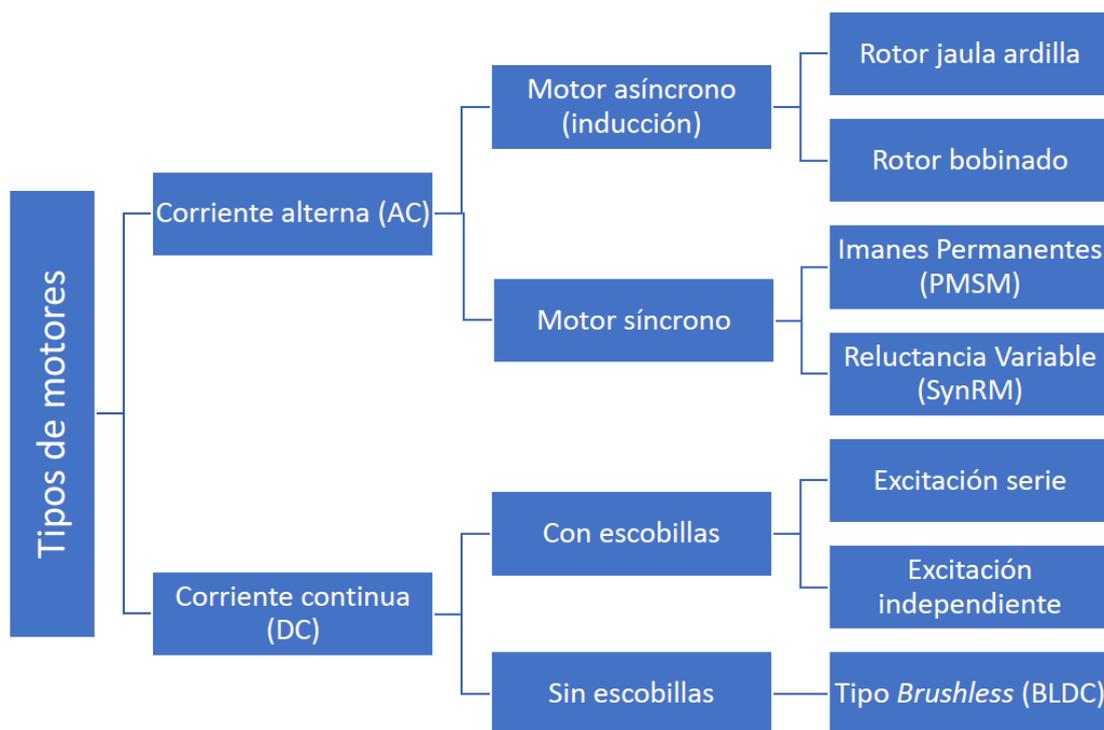


Figura 11. Clasificación de los motores eléctricos (elaboración propia)

De la lista de motores propuestos en la *Figura 11*, el motor quizás más utilizado debido a que permite una conexión directa con una red trifásica alterna es el tradicional motor asíncrono de jaula de ardilla, con gamas de potencia desde kW a MW, lo que le otorga una gran versatilidad y robustez.

No obstante, en los años recientes, e impulsado por la cada vez mayor demanda de un control más eficiente que hace necesaria la integración de convertidores y/o variadores de frecuencia electrónicos en la cadena de tracción, la aparición de otros tipos de motores no tan conocidos pero que prometen prestar unas mejores características que el clásico motor de inducción se hacen patentes. Estos son:

- Motor síncrono de imanes permanentes (*PMSM*, de ahora en adelante)
- Motor síncrono de reluctancia variable (*SynRM*, de ahora en adelante)
- Motor de corriente continua sin escobillas (*BLDC*, de ahora en adelante)

En los apartados 2.2.1 y 2.2.2 se realiza una breve comparación entre el motor asíncrono y el motor PMSM (2.2.1) y SynRM (2.2.2). Por otro lado, en el apartado 2.2.3, se hace una comparativa entre el motor BLDC y el PMSM.

2.2.1. Motor PMSM

En la tabla siguiente se resume una breve comparativa de los motores PMSM frente a los asíncronos acerca de los parámetros que se consideran más relevantes:

Parámetro	Motor PMSM	Motor Asíncrono
Velocidad	Constante, independiente de la carga (la velocidad será en todo momento la misma que la del campo del estator)	Conforme la carga aumenta, la velocidad disminuye
Factor de potencia	Ajustable por el convertidor Operación para $\text{fdp}=1$ es posible	Depende del entrehierro $\text{fdp}\approx 0.8\text{...}0.9$ $\text{fdp}\approx 1$ en vacío
Entrehierro	De fracción de mm a pocos milímetros	Tan pequeño como sea posible
Característica Par-Tensión	Relación directa	Par proporcional al valor de la tensión al cuadrado
Par arranque	No arrancan por sí solos (requiere métodos arranque auxiliares)	Arrancan por sí solos
Rendimiento	Más elevado	Menos elevado
Coste	Más caro que el motor asíncrono	Más barato que el motor síncrono

Tabla 5. Comparación entre motor síncrono de imanes permanentes y motor de inducción (elaboración propia)

En definitiva, el motor PMSM presenta las siguientes características que lo hacen destacable en aplicaciones de movilidad eléctrica, donde el motor de inducción no resulta tan ventajoso:

- Mayor densidad de potencia y rendimiento, en comparación al motor asíncrono
- Idóneo para aplicaciones donde se requiere un control de alta eficiencia
- La relación par-peso es alta

Véase *Figura 12* como referencia:



Figura 12. Motor PMSM de 50 kW (obtenido de tradewheel.com)

2.2.2. Motor SynRM

Por otro lado, los motores SynRM presentan las siguientes ventajas e inconvenientes:

- Mejor rendimiento que los motores de inducción debido a la ausencia de pérdidas en el rotor (no existen devanados ni imanes, el rotor está aligerado).
- Menor temperatura de régimen. Ello posibilita la reducción de tamaño respecto de la máquina asíncrona. Además, alarga la vida de los cojinetes.
- Factor de potencia menor que el de un motor inducción. Requiere, por lo tanto, de un inversor más dimensionado que ajuste en todo momento el factor de potencia a valores deseados.
- Inercia más baja que PMSM y máquinas de inducción debido a la característica peculiar del rotor (véase Figura 13). Esto facilita el par de arranque.
- Al no tener imanes permanentes el rotor, el riesgo de desmagnetización es inexistente, al contrario de lo que ocurre en los motores PMSM.



Figura 13. Motor SynRM (obtenido de abb.com)

Además, el campo de aplicación de los motores SynRM es aquel en el que se requiere un rendimiento y densidad de potencia elevados como por ejemplo bombeo, aire acondicionado, ventiladores...

Cabe destacar, que este tipo de motor está aún muy poco implantado en la industria, y hay fabricantes con tanto renombre, como *Tesla*, donde ya implantan este tipo de motor en sustitución de los PMSM debido a su menor coste (ausencia de devanados e imanes permanentes).

2.2.3. Motor BLDC

Se elabora, basado en el libro de Nam (2020), una breve comparativa entre el motor BLDC y el PMSM de aquellas características que se consideran más relevantes a la hora de decidirse por un motor u otro en apartados posteriores:

	BLDC	PMSM
Rizado de par	Alto	Bajo
Sensores de posición	Sensores tipo Hall (baratos)	Sensores tipo Resolver (caros)
Devanado del estator	Concentrados (menos cobre) → Fuerza contra-electromotriz trapezoidal	Distribuidos (más cobre) → Fuerza contra-electromotriz sinusoidal
Uso de imanes permanentes	Elevado	Relativamente pequeño
Complejidad del control	Simple	Complejo
Rango de velocidades	Estrecho	Ancho
Precio del inversor	Bajo	Alto

Tabla 6. Características de BLDC y PMSM (elaboración propia basada en libro de Hee Nam)

2.3. Baterías

A lo largo de décadas, varias han sido las propuestas de tipos de baterías según el material del que están hechas sus celdas:

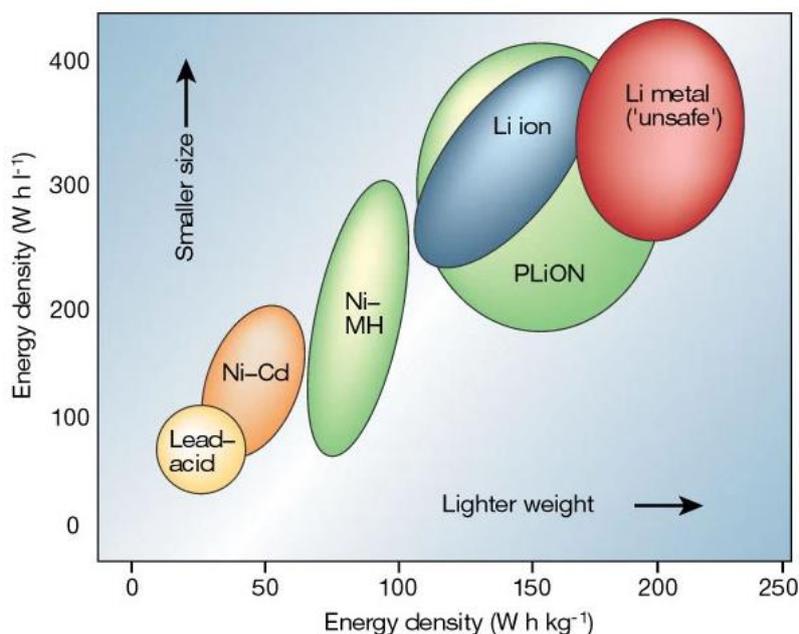


Figura 14. Comparación de los tipos de baterías en términos de densidad de energía gravitacional y volumétrica (obtenido de artículo de Nature)

Entre todas las tipologías que se ven en la *Figura 14*, se decide para este TFM implantar en la cadena de tracción una batería de Ion-Litio, ya que como se puede ver en la figura de arriba, las baterías de litio presentan las siguientes ventajas:

- Presentan un alto valor de densidad de energía.
- Además, presentan una mayor energía específica y autonomía que el resto de baterías.

Estas dos ventajas hacen idónea el uso de baterías de litio para implantarlo en el caso de aplicación del TFM, ya que interesa para un vehículo de dimensiones tan reducidas como es el kart, que la batería sea lo más pequeña posible, y que también pese lo menos posible, y es por ello que la densidad energética (tanto en volumen como en peso), es un parámetro crítico a optimizar.

Una vez determinado que el material principal de la batería, cuyo diseño de prestaciones se explica en el apartado 4.2.1.2, es el litio, queda seleccionar los electrodos positivos y negativos de la misma. En la *Figura 15* se hace un resumen de las composiciones químicas de los electrodos de las baterías de ion-litio en el estado más reciente en el que se encuentra esta tecnología (Miao, Hynan, Von Jouanne, & Yokochi, 2019).

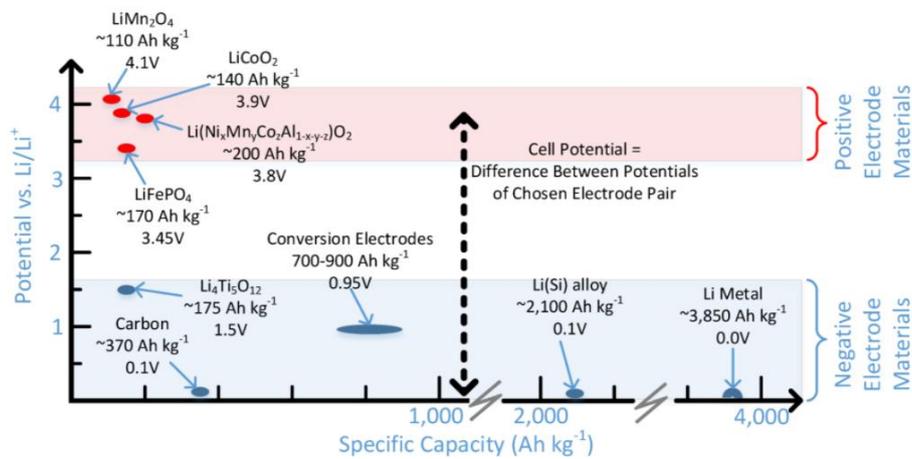


Figura 15. Electrodo positivo y negativo de las baterías Ion-Litio (obtenido de artículo de Energies)

En el apartado 4.2.1.2 se justifica la selección de la batería tras las simulaciones realizadas.

2.4. Conclusiones extraídas

Una vez el lector ha analizado la información contenida en los apartados 2.1, 2.2 y 2.3, no resultaría raro pensar cuáles han sido el motivo o las ventajas que ha tenido realizar este estudio breve de las tecnologías actuales de las que se dispone.

En el apartado 2.1 se han realizado los siguientes análisis comparativos:

- Material de los semiconductores: silicio o carburo de silicio
- Tipo de los transistores: MOSFET e IGBT

En cuanto al apartado 2.2 el análisis comparativo ha versado sobre:

- Motor asíncrono y PMSM
- Motor asíncrono y SynRM
- Motor BLDC y PMSM

El apartado 2.3 ha resultado más sencillo porque en él ya se ha decidido que el tipo de batería será de tipo Ion-Litio por los motivos mencionados en dicho apartado. La tipología de los electrodos se determina en el apartado 4.2.1.2.

El objetivo, pues, del apartado 2 en conjunto es el de, una vez realizadas estas comparaciones, partir de una base teórica y rigurosa que faculta al alumno para determinar si los módulos de potencia del convertidor que se utilizará en la cadena de tracción (véase apartado 3), estarán formados por silicio o carburo de silicio, y de si los transistores serán de un tipo u otro (MOSFET, IGBT). En paralelo, se establecerá la tipología de los dos motores de dicha cadena, es decir, si serán de inducción, SynRM, PMSM o BLDC.

Dichas decisiones se toman y justifican en los apartados 3 y 4.

3. Planteamiento de la cadena de tracción

El apartado 3, junto con el apartado 4, resultan sin duda el nudo principal del TFM, ya que es en él donde se hace un diseño y selección de toda la cadena de tracción

La selección del motor se realiza en el apartado 3. Dado que, a excepción del motor, para el resto de los equipos ha sido necesario que su selección y diseño se vean apoyados en unas simulaciones específicas de *PSIM*, se ha decidido hacer una separación a un apartado distinto, el 4.

Es decir, en el apartado 3 se selecciona el motor y en el 4 el resto de equipos (batería, módulos de potencia, bus de continua...).

3.1. Elementos de la cadena de tracción

Como se anticipó en el apartado 1.2, el kart se propulsa gracias a dos motores eléctricos, cuya tipología y selección se determina en el apartado 3.3. Cada uno de estos 2 motores accionan las 2 ruedas del eje trasero a través de una transmisión mecánica (engranajes, polea o cadenas) con una relación de transmisión cuyo valor se estima más adelante.

A su vez, cada motor va alimentado y controlado por su correspondiente convertidor de potencia. La selección de los elementos y parámetros importantes del convertidor (ej. definición de las especificaciones de los módulos de potencia) se define en el apartado 4.2.1.

Por último, lo que quedará por definir son las prestaciones de la batería (véase apartado 4.2.1.2), donde se definen la configuración serie/paralelo de sus celdas, el tipo, peso, capacidad, etc.

En definitiva, el listado de elementos de la cadena de tracción es la que sigue:

- *Batería principal* (apartado 4.2.1.2)
- *Convertidores de potencia*: módulos de potencia (apartado 4.2.1.1) y bus de continua (apartado 4.2.1.3)
- *Motores eléctricos* (apartado 3.3)
- *Transmisión mecánica* (fuera del alcance del TFM)
- *Ruedas del eje trasero* (fuera del alcance del TFM)

3.2. Esquema de la cadena de tracción

Para una mayor comprensión visual, se ha desarrollado el siguiente esquema de tracción con propósito meramente informativo donde se establece el origen (la batería principal) y el final (las dos ruedas del eje trasero).

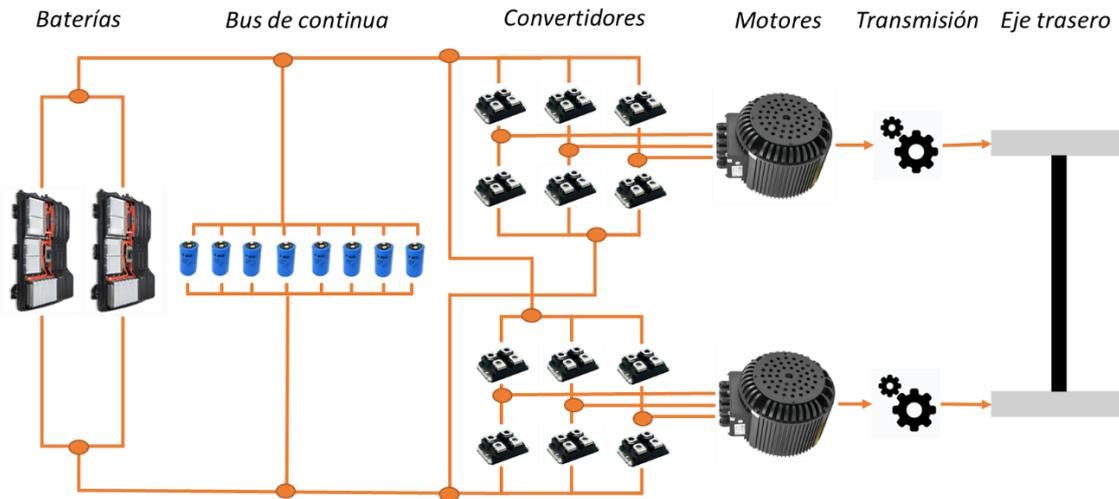


Figura 16. Esquema de la cadena tracci3n (elaboraci3n propia)

3.3. Selecci3n del motor

De acuerdo con los datos que se muestran en la *Tabla 2*, la potencia 3til pico del motor del karting original del que se han tomado los datos es de 30 kW; Para la propuesta de dise1o que se ha hecho, como se persigue que se consiga una potencia 3til total lo m3s parecida posible a la del caso original (30 kW), y se tienen 2 motores, la potencia 3til que debe tener, como m3nimo, cada motor, es de 15 kW. Se hace notar, que como ya se conoce para este apartado el requisito de dise1o de potencia 3til m3nima que debe presentar cada motor (no se parte del conocimiento de la potencia en rueda), se omite realizar el dise1o y selecci3n del reductor de velocidades, es decir se omitir3 realizar lo siguiente:

- Decisi3n de si la transmisi3n ir3 por engranajes, correa dentada o correa.
- Selecci3n de la relaci3n de transmisi3n
- C3lculo del rendimiento de la relaci3n de transmisi3n

El motivo es claro, y es que en este caso ya sabemos la potencia 3til del motor del que se va a partir, y para este TFM se sale del alcance el dise1o y selecci3n del reductor de velocidades. Por lo tanto, a la hora de hacer el dise1o de la cadena de tracci3n, donde se hace necesario seguir el m3todo de *backward design* (del final de la cadena hacia el principio), partimos de los motores de tracci3n, y no de las ruedas.

No obstante, se plantea un breve estudio en el que se determina la relaci3n de velocidades entre las ruedas y el motor:

- De acuerdo con la *Tabla 2*, la velocidad que alcanza el kart como m3ximo es de 150 km/h.
- Al desconocer el dato del di3metro de la rueda, se toma un valor de referencia de 255 mm (v3ase referencia en el apartado 7).

- Se calcula la velocidad angular de la rueda despejando de la siguiente ecuación:

$$v_{lineal,rueda} \left(\frac{km}{h} \right) \cdot \frac{1000}{3600} = n_{rueda} (rpm) \cdot \frac{2\pi}{60} \cdot \frac{D_{rueda} (mm)}{2 \cdot 1000} \quad \text{Ecuación 1}$$

$$150 \cdot \frac{1000}{3600} = n_{rueda} \cdot \frac{2\pi}{60} \cdot \frac{255}{2 \cdot 1000}$$

$$n_{rueda} = 3120.68 \text{ rpm}$$

- Por otro lado, la velocidad angular del motor puede obtenerse despejando de la *Ecuación 2*. De acuerdo con la *Tabla 2*, la potencia pico es de 30 kW y el par de 105 Nm, con lo que la velocidad mecánica de salida del motor se despeja:

$$P(W) = n_{motor} (rpm) \cdot \frac{2\pi}{60} \cdot T(Nm) \quad \text{Ecuación 2}$$

En base a la *Ecuación 2*:

$$30 \cdot 1000 = n_{motor} (rpm) \cdot \frac{2\pi}{60} \cdot 105$$

Que despejando se obtiene un valor de:

$$n_{motor} = 2728.37 \text{ rpm}$$

- Por lo tanto, la relación de transmisión será:

$$i = \frac{n_{motor}}{n_{rueda}} = \frac{2728.37}{3120.68} = 0.87 \quad \text{Ecuación 3}$$

Mencionado esto, a la hora de seleccionar el motor, se hace con el criterio de que el motor presente las siguientes características:

- **Potencia útil nominal**: lo más similar posible a 15 kW
- **Par útil nominal**: dado que, en el kart original, el par motor nominal es de 105 Nm, como en este diseño se disponen de dos motores, el par que deberá entregar cada motor a cada una de las ruedas será la mitad de 105 Nm, es decir, 52.5 Nm.
- **Tensión nominal del motor**: no hay que olvidar que, de acuerdo con la *Tabla 2*, la tensión nominal de la batería (tensión fuente en continua, V_{dc}) es de 100.8 V. Con esto no se quiere afirmar que la tensión del motor deberá ser de 100.8 V, pero deberá tomar un valor parecido.
- **Velocidad nominal del motor**: se ha calculado antes que la velocidad del motor se supone en 2728.37 rpm. Se decide redondear a una velocidad nominal de 3000 rpm.

En definitiva, si se desea que, en la propuesta de diseño, los 2 motores en conjunto ejecuten el mismo comportamiento que el único motor que tiene el kart original, estos se seleccionarán de tal manera que presenten, en la medida de lo posible, las mismas especificaciones que se muestran en la tabla siguiente:

Parámetro	Valor
Potencia útil	15 kW
Tensión	100 V
Par nominal	52.5 Nm
Velocidad nominal	3000 rpm

Tabla 7. Criterios de selección del motor

El método de selección consiste en consultar catálogos y páginas web de diferentes vendedores, buscando que los parámetros sean muy parecidos a los de la *Tabla 7*. Todos los enlaces web se muestran en el apartado 7.

Tras ese proceso de búsqueda, se presenta el siguiente listado de motores que cumplen con las especificaciones de diseño de la *Tabla 7*, para posteriormente tomar la decisión de cuál es el más idóneo para la aplicación del TFM, explicando los motivos y criterios de decisión.

- *Motor PMSM de 15 kW*



Figura 17. Selección del motor: PMSM de 15 kW (obtenido de Alibaba.com)

- *Motor asíncrono de 15 kW*



Figura 18. Selección del motor: asíncrono de 15 kW (obtenido de Alibaba.com)

- Motor BLDC de 15 kW



Figura 19. Selección del motor: BLDC de 15 kW (obtenido de Alibaba.com)

- Motor BLDC de 10 kW



Figura 20. Selección del motor: BLDC de 10 kW (obtenido de Alibaba.com)

Se realiza la siguiente comparativa entre los motores mostrados en las figuras 17, 18, 19 y 20.

Parámetro	Motor Asíncrono	Motor PMSM	Motor BLDC (15 kW)	Motor BLDC (10 kW)
Fabricante	Shandong Depuda Electric Co., Ltd.	Shandong Depuda Electric Co., Ltd.	DMKE	Golden Motor Technology Co., Ltd
Potencia útil (nominal)	15 kW	15 kW	15 kW	10 kW
Potencia pico	37.5 kW	-	-	20 kW
Tensión nominal	72/96 V	144 V	72 V	96 V
Corriente nominal	-	-	245 A	125 A
Par nominal	47.8 Nm	47.75 Nm	50	26 Nm
Par máximo	168 Nm	-	-	85 Nm
Velocidad nominal	3000 rpm	3000 rpm	3000 rpm	3700 rpm
Velocidad máxima	6000 rpm	7000 rpm	-	5000 rpm
Peso	-	-	55 kg	17 kg
Rendimiento	IE2	-	IE4 (>90%)	>90%

Tabla 8. Comparativa de las especificaciones técnicas de los motores candidatos a ser seleccionados

Como se puede observar en la *Tabla 8*, en ninguno de los motores se dispone de toda la información de la lista de parámetros. Para esos casos se indica la carencia de información con la marca “-”. No obstante, sí que se tiene información de aquellos parámetros críticos, que son los que aparecen en la *Tabla 7*.

Tras un proceso de toma de decisión, se opta por elegir el motor BLDC de 10 kW del fabricante Golden Motor. Los motivos son los siguientes:

- **Control sencillo:** el método de control del motor BLDC, de acuerdo con la información que se recoge en la *Tabla 6*, es más sencillo que para el motor PMSM, requiriéndose prácticamente la misma electrónica, 6 transistores (Nam, 2020). Esto, como se podrá verificar en el apartado 4, facilita mucho la tarea de simulación por *PSIM*, y el convertidor electrónico presentará una arquitectura más sencilla.
- **Peso reducido:** En un kart de competición, uno de los factores de diseño más críticos es el peso. Éste ha sido sin duda el parámetro decisivo que ha determinado el motor a escoger. A menor peso, el kart es capaz de alcanzar mayor velocidad para un mismo nivel de potencia, ya que la curva resistente que debe vencer será menor. De la lista de motores que se muestra en la *Tabla 8*, se hace destacar el que presenta un peso de 17 kg. Además, la potencia que entrega este motor, para el peso tan reducido que tiene, hace atractivo la opción por decantarse por este motor.
- **Nivel de potencia:** el motor seleccionado es capaz de suministrar 10 kW de potencia mecánica de forma continua, y 20 kW forma temporal, lo cual, si se compara con los valores de la *Tabla 2*, se considera que 2 motores de esta potencia unitaria cumplen con los requisitos mínimos que se esperan del kart.

Además de conocer los parámetros que se muestran en la columna correspondiente dentro de la *Tabla 8*, es interesante calcular los rangos teóricos sobre los que se espera tenga que trabajar el convertidor:

- Rango de tensiones (apartado 3.3.1)
- Rango de corrientes (apartado 3.3.2)
- Rango de frecuencias (apartado 3.3.3)

Esta tarea se realizará en los apartados citados anteriormente.

3.3.1. Determinación del rango de tensiones

De acuerdo con la *Tabla 8*, la tensión nominal de este motor es de 96 V. Por otro lado, como puede observarse en la imagen del motor (*Figura 20*), los cables de alimentación están dispuestos de manera que se tiene total libertad de poder alimentar al motor en estrella o en triángulo. Se dispone de un total de 6 terminales de tipo anillo, 2 por fase, como es lógico. En este caso, se decide que el motor se conecte en estrella, pues es la configuración típica para un motor BLDC, donde cada terminal de cada fase se conecta a cada una de las 3 ramas del inversor:

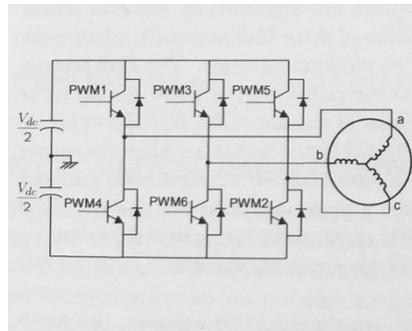


Figura 21. Esquema de conexionado de un inversor conectado al motor BLDC en estrella (obtenido de libro de Hee Nam)

Por otro lado, aún sobran 3 terminales, los cuales se conectarán para formar el neutro de este sistema trifásico. El siguiente esquema tiene como objetivo mostrar la forma de conexionado entre el motor y el inversor. Para la página actual del TFM en la que se encuentra el lector, el variador de velocidad del motor BLDC continúa siendo una “caja negra”, determinándose su estructura interna en apartados posteriores:

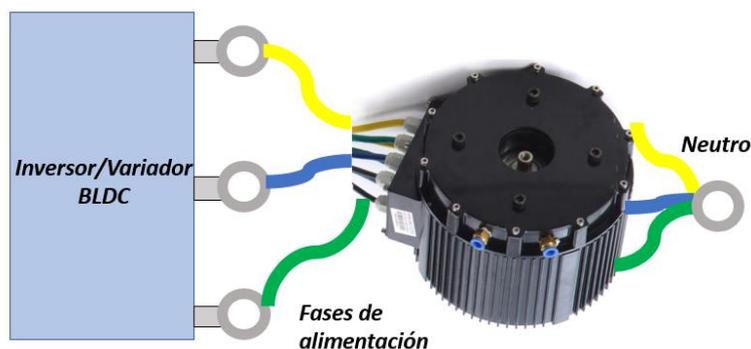


Figura 22. Esquema de conexión del motor BLDC de 10 kW (elaboración propia)

Hay que destacar que, cuando en un motor BLDC el fabricante proporciona el dato del valor de tensión nominal, éste hace referencia a la tensión de alimentación en forma de onda continua. Es decir, si este motor en concreto tiene una tensión nominal de 96 V, quiere decir que puede funcionar de forma correcta alimentado a través de una fuente de tensión continua (en este caso, la batería principal) de 96 Vdc. Luego aparte, se instala el inversor entre la batería y el motor para controlar la velocidad que se desea.

En definitiva, el rango de tensión que se necesita para realizar las simulaciones al convertidor se modelará como una fuente continua de 0 a 96 Vdc.

3.3.2. Determinación del rango de corrientes

Por otro lado, según datos de la *Tabla 8*, el fabricante garantiza que el rendimiento es mayor del 90 %. Al no disponer de un valor preciso, se supondrá un valor del 90% en régimen nominal, que es típico en este tipo de motores. Aplicando la siguiente ecuación, se obtiene el valor de potencia eléctrica que debe absorber el motor, en condiciones nominales:

$$\mu = \frac{P_{mec}}{P_{el}} = \frac{10}{P_{el}} = 0.9 \rightarrow P_{el} = 11.11 \text{ kW} \quad \text{Ecuación 4}$$

Mientras que en condiciones de potencia pico (se supone el rendimiento un valor prácticamente constante para este incremento de potencia), este resultado valdrá, siguiendo la *Ecuación 4*:

$$\mu = \frac{P_{mec}}{P_{el}} = \frac{20}{P_{el}} = 0.9 \rightarrow P_{el} = 22.22 \text{ kW}$$

Se va a suponer, de cara a las simulaciones por PSIM (véase apartado 4.1), un convertidor ideal de rendimiento unitario. Esta suposición puede tomarse como válida dado que los convertidores electrónicos de potencia suelen presentar valores elevados de eficiencia. Si el rendimiento es unitario, las pérdidas se pueden despreciar, y por lo tanto la potencia eléctrica a la salida del inversor será la misma que a la entrada.

Para terminar, como a la entrada del inversor se conecta a una batería (conexión monofásica) con unos niveles de tensión y corriente continuas, la corriente se puede obtener despejándose de la ecuación siguiente:

$$P_{el} = U \cdot I = 22.22 \cdot 10^3 = 96 \cdot I \rightarrow I = 231.46 \approx 230 \text{ A} \quad \text{Ecuación 5}$$

Esta definición es correcta ya que, de acuerdo con datos del motor, el valor de $\cos\varphi$ es unitario.

Por lo tanto, para poder hacer funcionar el motor desde un estado de parada hasta su potencia pico de 20 kW, que equivale a una potencia eléctrica de 22.22 kW, el convertidor deberá ser capaz de soportar, en condiciones ideales, una corriente como máximo de 230 A en continua.

3.3.3. Determinación del rango de frecuencias

En cuanto al rango de frecuencias al que girará el motor, ésta es fácil de calcular, dado que, de acuerdo con la ecuación siguiente, la frecuencia puede obtenerse despejándose de:

$$n_{mec}(rpm) = \frac{60f}{p} \quad \text{Ecuación 6}$$

Donde f es la frecuencia de la tensión de alimentación del motor, mientras que p es el número de pares de polos de la máquina. Por otro lado, de acuerdo con las especificaciones de este motor (véase página web referenciada en el apartado 7), éste posee un número de pares de polos de 4, como se observa en la siguiente figura:



10KW BLDC Motor Specifications	
Voltage	48V/60V/72V/96V/120V
Rated Power	10KW
Peak Power	20KW
Efficiency	>90%
Speed	3000-5000RPM
Rated Torque	26 N.m
Peak Torque	85 N.m
Poles No.	8
Dimension	20.6CM dia. 17CM Height
Weight	17 KG
Cooling System	Fan or Liquid Cooling

Figura 23. Obtención del número de pares de polos según el fabricante (obtenido de Alibaba.com)

Una vez mencionado esto, dado que la velocidad máxima que es capaz de dar el motor (sin sobrecalentarlo ni llegar a condiciones indeseables, es de 5000 rpm, despejando de la Ecuación 6:

$$n_{mec}(rpm) = 5000 rpm = \frac{60f}{4} \rightarrow f = 333.33 Hz$$

Por lo tanto, el rango de frecuencias deberá ir entre 0 y 333.33 Hz.

4. Simulación por PSIM

Este apartado es donde se detalla todo el procedimiento, selecciones, decisiones y justificaciones que llevan a la solución final de no sólo la definición de los módulos del convertidor de potencia, sino también de la batería y el bus de continua.

Las simulaciones se han realizado en 2 fases secuenciales de diseño, donde en la fase posterior el nivel de definición es más detallado que el anterior. Así, lo que se realiza en cada fase es lo siguiente:

- Fase preliminar (apartado 4.1): se parte de una situación donde se desconoce completamente las especificaciones que deben presentar la batería, los módulos de potencia (diodo y transistor) y las capacidades que forman el bus de continua (más popularmente llamado como *DC-link*). El objetivo primordial de esta fase es el de obtener, en diferentes situaciones, los siguientes valores y magnitudes:
 - Corriente media por el diodo
 - Corriente media por el transistor

Se tomará, de entre las diferentes simulaciones que se realizarán, el caso más desfavorable, que será el que provoque que la corriente que discurre por dichos semiconductores sea mayor.

- Fase de detalle (apartado 4.2): una vez obtenido los datos de corriente de la anterior fase, se accede a hojas de fabricante con el que poder seleccionar los 6 módulos de potencia. Además, como se justificará en el apartado 4.2, el modelo que se realiza en la anterior fase puede resultar demasiado teórico para poder afirmar que los cálculos y resultados que ejecuta PSIM son fiables. Por ello, se implementa un nuevo modelo en el que se incluyen 2 elementos que hace imprescindible que la cadena de tracción funcione, y son:
 - Batería
 - Condensadores del bus de continua

Dichos elementos se modelizarán, y tras insertarlos en paralelo con el modelo de la fase preliminar, así como realizar ciertos ajustes y modificaciones, se realizan de nuevo las diferentes simulaciones con las que poder visualizar y comprobar que la ejecución de la cadena de tracción, ahora que en esta fase se implementa y modela de forma completa, es la adecuada.

4.1. Fase preliminar

4.1.1. Caso de aplicación

El motor BLDC presenta la peculiaridad, a diferencia de otros motores como el asíncrono, de que en el control del motor, que es puramente electrónico a través del convertidor, se hace necesario la sensorización de la posición del rotor para la correcta conmutación de los transistores. De hecho, el motor de aplicación del TFM dispone de sensores Hall implementados por el propio fabricante, como indica éste en su hoja de especificaciones (*Figura 24*). Para este motor, éstos están dispuestos de forma separada 120 grados eléctricos y montados en el bastidor del estator. Aparte, en la *Figura 24* se muestran otros datos de interés que no aparecían en la *Tabla 8*, como los valores de resistencia e inductancia de fase de los devanados del estator.

High Power Motor Parameters														
文件编号: FRP020001-A1 日期: 2020年7月1日														
	BLDC-108	HPM-3000			HPM-5000			HPM-10K			HPM-20K			
Rated Power(W)	1500	3000			5000			10000			20000			
Voltage(V)	48	48	72	48	72	96	120	48	72	96	120	72	96	120
Rated Current(A)	40	75	55	125	85	60	48	245	165	125	95	325	245	
Max Phase Current(A)	140	240	220	300	260	200	160	500	500	400	300	1000	700	
Max Current Duration(s)	15	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	
Rated Speed(rpm)	4000	3600	3600	3700	3700	3700	3700	3700	3700	3700	3700	3200	3200	
Rated Torque(N.m)	3.5	8	8	13	13	13	13	26	26	26	26	55	55	
Peak Torque(N.m)	15	25	25	45	45	45	45	85	85	85	85	160	160	
Interphase Resistance(mΩ)	29	13.8	24.5	7.3	12	28	35	3.8	5.3	10.5	15.2	3.2	5.5	
Inductance(μH)	87	118	280	81	190	335	435	48	104	182	240	75	125	
Hall Electrical Angle	120°	120°		120°				120°				120°		
Phase Angle Offset	-120	-120		-120				-120				-120		
Number of Pole-Pairs	5	4		4				4				4		
Insulation Grade	H	H		H				H				H		
Protection Levels	IP54	IP54		IP54				IP54				IP54		
Cooling Type	-	Fan/Liquid		Fan/Liquid				Fan/Liquid				Liquid		
Weight(kg)	4	7.6		11				17				45		
Package Size(mm)	4PCS in 380x310x280	380x310x280		380x310x280				380x310x310				570x370x400		

Figura 24. Indicación del ángulo Hall y resto de parámetros del motor (obtenido de Alibaba.com)

El objetivo principal que se persigue en las simulaciones de esta fase es el de decidir si los transistores serán de tipo MOSFET o IGBT, y de si el material será silicio o carburo de silicio, además de seleccionar el módulo de fabricante (véase apartado 4.2.1.1). Para tomar dichas decisiones es necesario observar el rango de tensiones y corrientes que transitan por las 3 ramas del inversor, conocer su valor medio, etc. El proceso llevado a cabo para conseguir tal fin se explica en el apartado 4.1.2.3.

Las simulaciones que se llevarán a cabo son 4 en total:

- Motor funcionando a velocidad nominal (3700 rpm) a plena carga para:
 - o Nivel potencia nominal (10 kW) bajo par motor nominal de 26 Nm (caso 1)
 - o Nivel potencia máxima (20 kW) bajo par motor nominal de 52 Nm (caso 2)
- Motor funcionando a velocidad máxima (5000 rpm) a plena carga para:
 - o Nivel potencia nominal (10 kW) bajo par motor nominal de 19 Nm (caso 3)
 - o Nivel potencia máxima (20 kW) bajo par motor nominal de 38 Nm (caso 4)

Las simulaciones serán realizadas con el software PSIM (versión *Psim 7.0*), al ser éste un paquete de simulación diseñado específicamente para electrónica de potencia y control de motores y una interfaz de usuario fácil de usar.

Previo a las simulaciones, es necesario elaborar el modelo e implementarlo en PSIM. Se sabe, por teoría, que un motor BLDC requiere de un inversor y un sensor de posición (véase *Figura 24*) que detecte la correcta conmutación de corriente (Saxena, Pahariya, & Tiwary, 2010). En la *Figura 21* obtenida de Nam (2020) ya aparece un esquema conceptual, pero, no obstante, se hace necesario mostrar un modelo más detallado de un motor BLDC conectado al convertidor:

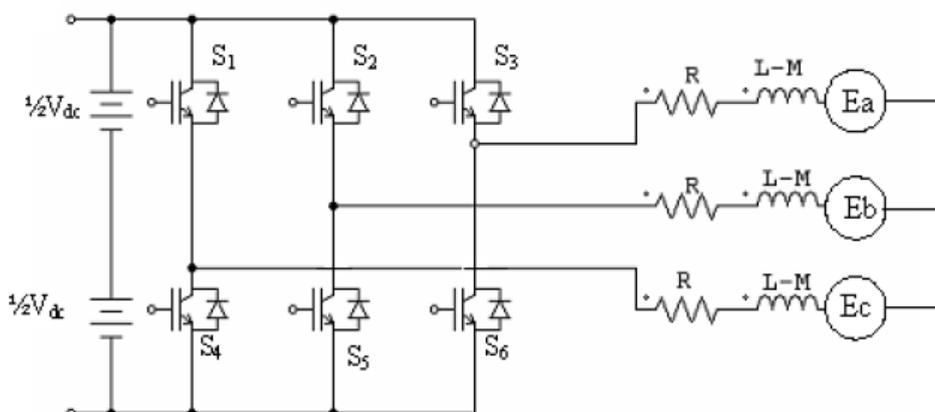


Figura 25. Motor BLDC conectado al convertidor (obtenido de artículo de Second International Conference on Communication Software and Networks)

La fuente del bus de continua, V_{dc} , va a corresponder con la nominal del motor, 96 V, que se supondrá, para esta fase, ideal y constante.

Habiendo consultado previamente bibliografía como Nam (2020), Saxena, Pahariya, & Tiwary (2010) y ÇELTEKLİGİL & ÇAVDAR (2021) así como un manual entre tantos que hay disponibles de PSIM en la red, se implementa, por elaboración propia, el siguiente esquema de PSIM:

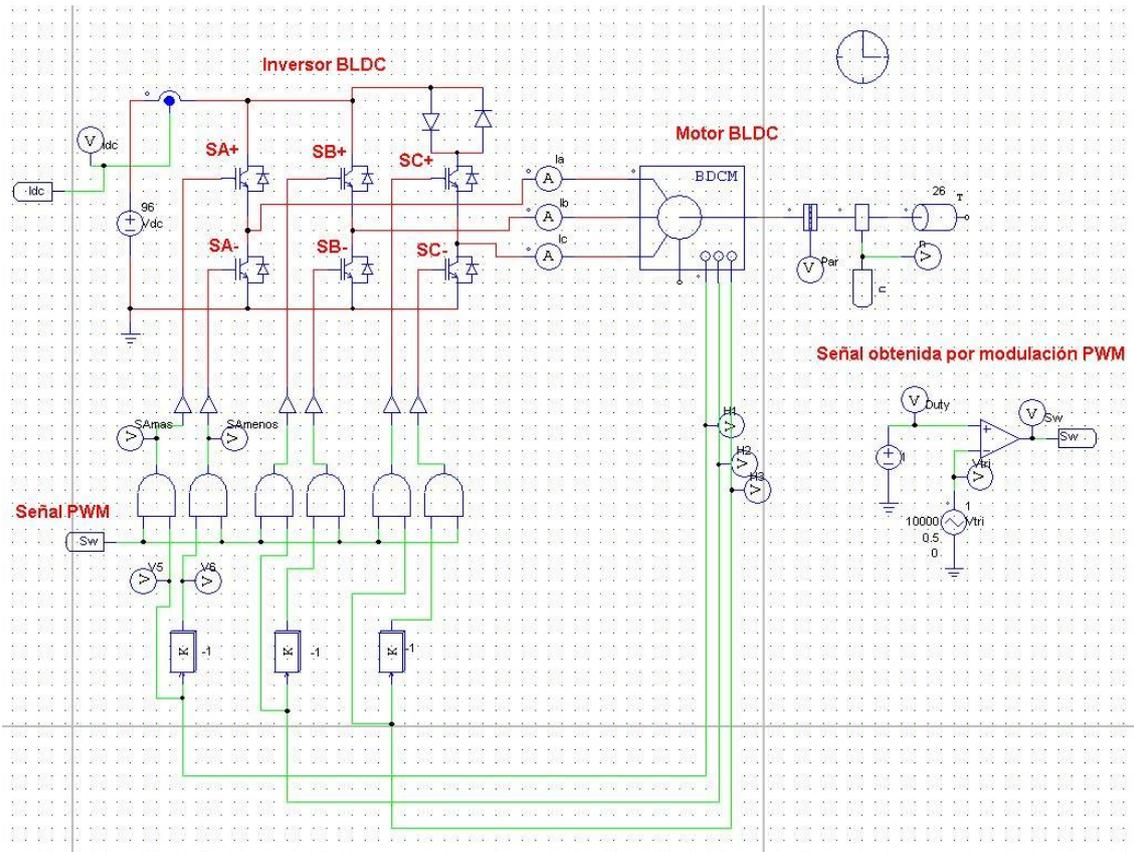


Figura 26. Modelo de simulación implementado (elaboración propia)

A continuación, en los siguientes apartados, se procede a explicar de forma detallada las funcionalidades del modelo implementado de la *Figura 26*.

Se es consciente que al modelo que se muestra en la *Figura 26* le falta el módulo de la batería que entrega la energía y el de los condensadores del bus de continua. No obstante, para el propósito que se persigue en esta primera fase, este modelo es totalmente válido, y por ahora puede omitirse, por simplicidad, la modelización dichos elementos.

4.1.2. Determinación de los parámetros del modelo

Como se puede observar en la *Figura 26*, el modelo se puede dividir en 3 bloques:

- Motor BLDC
- Controlador digital basado en modulación PWM
- Inversor BLDC

En los apartados 4.1.2.1, 4.1.2.2 y 4.1.2.3 se explican los pasos que se han seguido para poder definir los parámetros necesarios para constituir el modelo.

4.1.2.1. Ajuste de los parámetros del motor BLDC

En este caso el propio software es capaz de implementar el motor BLDC como un único bloque donde se llenan los campos requeridos haciendo doble clic:

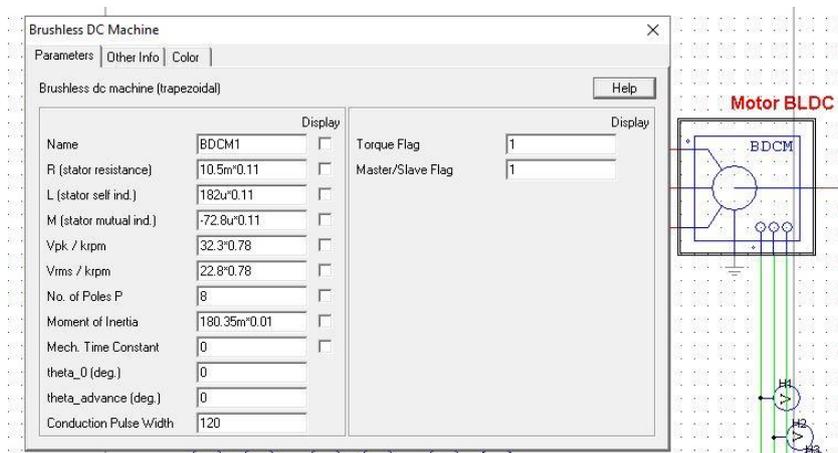


Figura 27. Campos para rellenar sobre los parámetros del motor BLDC (obtenido de PSIM)

Como puede observarse en la Figura 27, los parámetros del motor más importantes a rellenar son:

- Resistencia por fase de los devanados del estator: valor conocido de 10.5 mΩ (véase Figura 24).
- Inductancia propia por fase de los devanados del estator: valor conocido de 182 μH (véase Figura 24).
- Inductancia mutua por fase de los devanados del estator: valor desconocido. Se siguen las recomendaciones del manual de PSIM, donde si no se conoce el valor, se toma como $-0.4 \cdot L$, siendo $L=182 \mu\text{H}$. Resulta así el valor de $-72.8 \mu\text{H}$ que se ve en la figura de arriba.
- Número de polos: valor conocido de 8 polos.
- Momento de inercia: parámetro interesante cuando se quiere analizar el transitorio de arranque del motor, lo cual queda fuera del alcance del TFM. No obstante, no está de más estimar este valor, sabiendo que el momento de inercia de un cuerpo rígido giratorio se define como:

$$J_{motor}(\text{kg} \cdot \text{m}^2) = m_{motor} \cdot r_{giro}^2 \quad \text{Ecuación 7}$$

Ambos valores, la masa del motor y el radio de giro, se pueden obtener a partir de los datos del fabricante, donde la masa es de 17 kg (véase Tabla 7) y el radio de giro es de 103 mm, obtenido del siguiente plano proporcionado del fabricante:

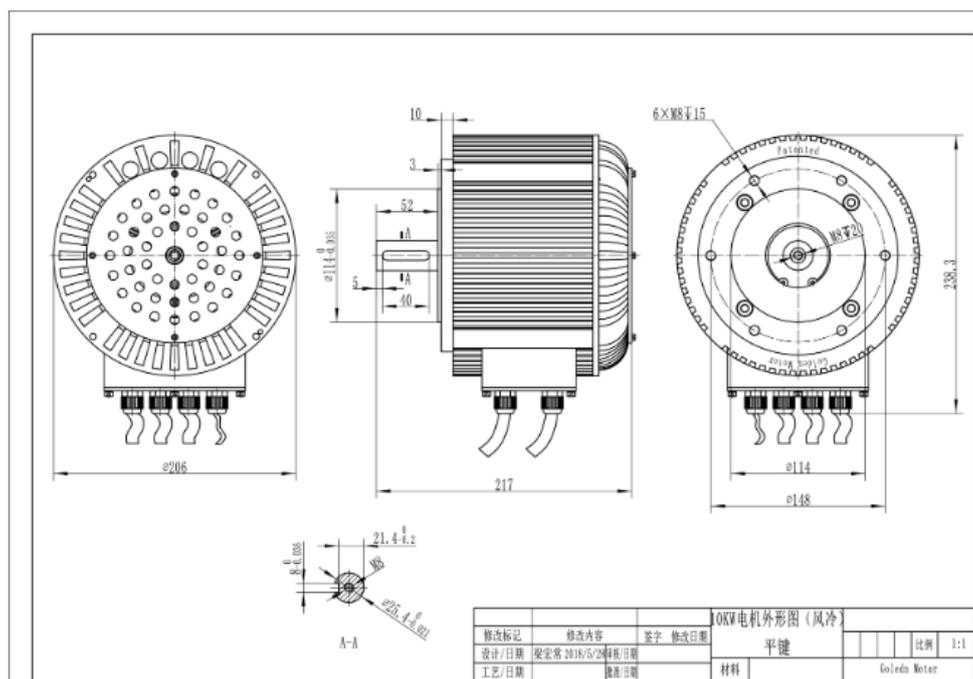


Figura 28. Plano del motor BLDC de 10 kW (obtenido de Alibaba.com)

Por lo tanto, aplicando la Ecuación 7 sale que:

$$J_{motor} (kg \cdot m^2) = 17 \cdot 0.103^2 = \mathbf{0.180353 \text{ kg} \cdot m^2}$$

Valor que se inserta en el cuadro emergente de la Figura 27. Nótese en dicha figura que al momento de inercia se le ha aplicado un factor de 0.01 ya que eso recorta el tiempo que dura el cálculo de la simulación, siendo el resultado en régimen permanente el mismo, independientemente del valor que se tome del momento de inercia. La justificación del resto de factores que multiplican a R, L y M, se explica en el apartado 4.1.2.3.

- Constante de tiempo: de acuerdo con el manual de PSIM, este término refleja los efectos de fricción de la máquina. Se va a suponer, para las simulaciones, que la fricción es despreciable, por lo que este término es 0.
- Ángulo de inicio del rotor en el instante t=0: Por simplificar, se supone que vale 0.
- Conducción por ancho de pulso (Conduction Pulse Width): este parámetro indica el rango de ángulos eléctricos durante los cuales los 3 sensores Hall están en activo. Es importante explicar que los 3 sensores Hall tienen 3 estados (1, 0 y -1), indicando que los pulsos de conducción pueden ser positivos, nulos y negativos. PSIM asigna la siguiente funcionalidad para estos 3 sensores Hall:
 - o El pulso de conducción positivo (momento en el que el estado del sensor Hall vale 1) activa el interruptor superior (parte positiva de la rama).
 - o El pulso de conducción negativo (momento en el que el estado del sensor Hall vale -1) activa el interruptor inferior (parte negativa de la rama)

La siguiente figura muestra el comportamiento de uno de los tres sensores, donde se visualiza que efectivamente la señal puede valor 1, 0 o -1 en función de la posición del rotor.

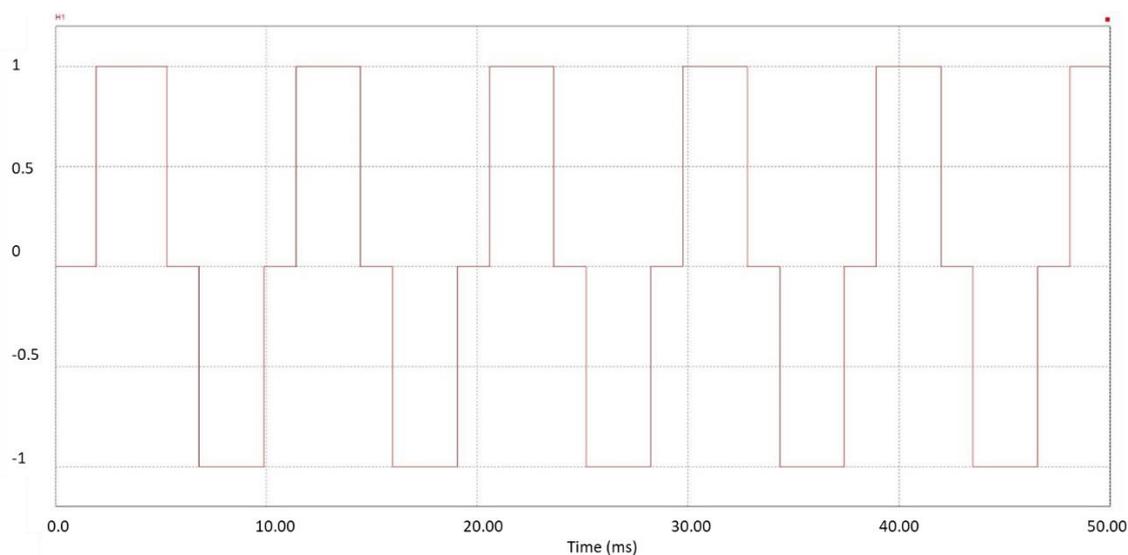


Figura 29. Comportamiento del sensor Hall a lo largo del tiempo (obtenido de PSIM)

De esta forma, indicando que la anchura de conducción del sensor Hall es de 120 grados eléctricos, indica que el sensor Hall adquiere cada uno de los tres estados en dicho rango. De hecho, observando la *Figura 24*, se indica que el valor de ángulo eléctrico es 120 grados.

No obstante, en la *Figura 27* se muestran dos parámetros que son totalmente desconocidos, y son:

- $V_{pk}/krpm$ y $V_{rms}/krpm$: representan constantes de tensión características del motor BLDC que relacionan la fuerza contraelectromotriz con la velocidad. De acuerdo con el manual de *PSIM*, si estas dos constantes no están disponibles, pueden ser obtenidas de forma experimental haciendo operar la máquina en modo generador a 1000 rpm y medir el valor de tensión de línea. Al no ser esto realizable, por no disponer físicamente del motor en un laboratorio sobre el que realizar dicho ensayo, estos valores son totalmente desconocidos, y deberán obtenerse por algún tipo de método iterativo (véase apartado 4.1.2.3).

Además, existen otros campos adicionales a rellenar:

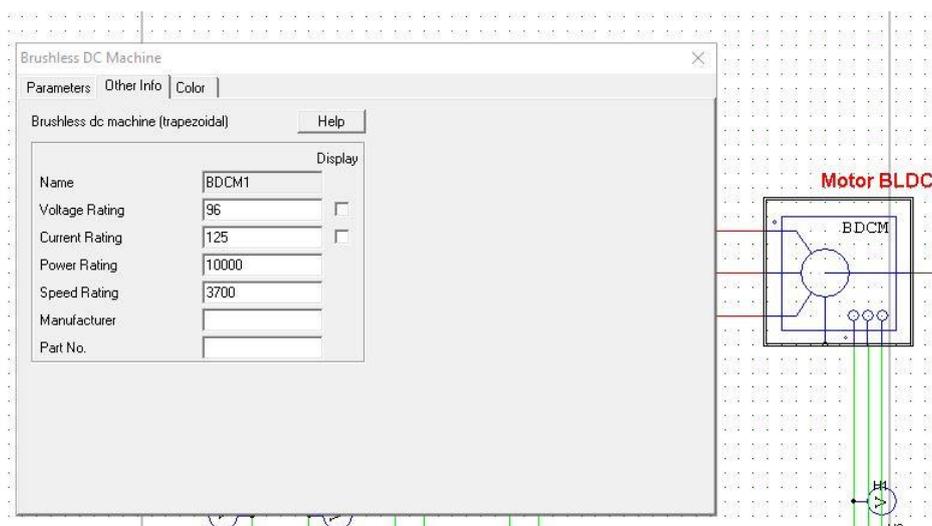


Figura 30. Campos adicionales del motor BLDC (obtenido de PSIM)

Los campos que se han rellenado son:

- Tensión nominal: valor conocido de 96 V
- Corriente nominal: valor conocido de 125 A
- Potencia útil: valor conocido de 10 kW
- Velocidad nominal: valor conocido de 3700 rpm

El resto de los parámetros que aparecen en la Figura 30 no son necesarios rellenar.

Por otro lado, PSIM permite sensorizar tanto la velocidad de salida del motor (señal n) como el par que entrega éste (señal Par) También es posible imponer el par resistente constante que deberá vencer éste en régimen permanente:

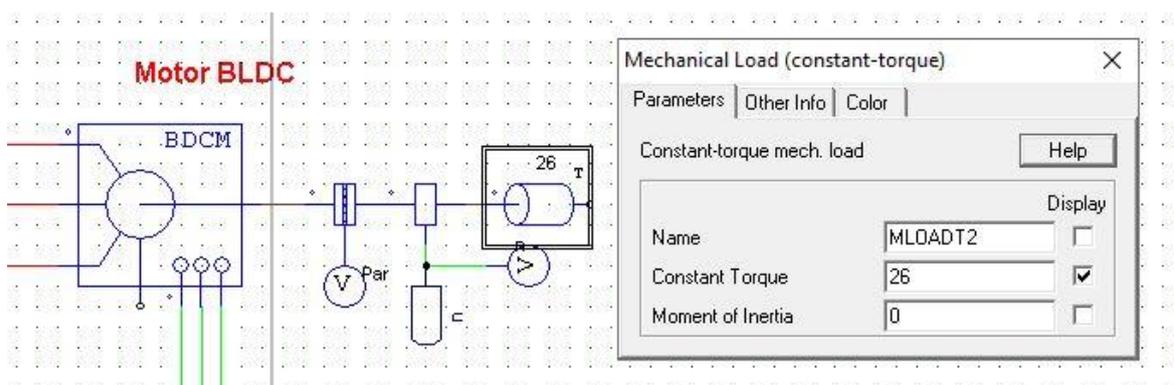


Figura 31. Sensorización de la velocidad/par e imposición del par resistente mediante PSIM

Sabiendo que en régimen permanente el par motor coincide con el par resistente, se consigue simular el motor bajo unas condiciones de par deseadas variando el valor del par resistente mediante el cuadro emergente de diálogo que se muestra en la Figura 31.

Aquí surge la siguiente problemática: para llevar a cabo las simulaciones, no es suficiente con insertar como datos de entrada los valores típicos que aporta el fabricante (véase valores de la *Tabla 8*), sino que también es necesario aportar al modelo los valores referentes a los campos que se muestran en la *Figura 27*. Dado que no todos los valores son conocidos, la estrategia a realizar para obtener los parámetros del motor que hagan que las simulaciones sean correctas es el de realizar un puro ajuste iterativo siguiendo el proceso que se describe en el apartado 4.1.2.3.

4.1.2.2. Ajuste de los parámetros del controlador digital PWM

El controlador implementado en PSIM se ha elaborado basándose en el tipo de modulación más clásico: PWM con onda triangular. En la siguiente figura puede observarse el circuito que representa la señal modulada por ancho de pulso.

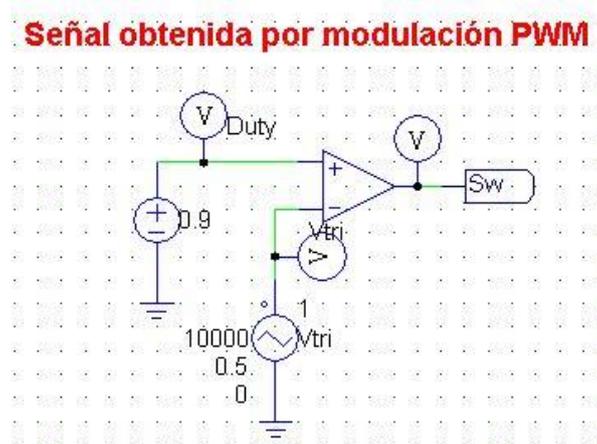


Figura 32. Circuito digital para la comparación PWM (elaboración propia)

Se explica de forma breve en qué consiste la modulación PWM:

- Se trata de un circuito que obtiene los pulsos digitales que controlan los transistores a partir de una señal “analógica” de control.
- Los pulsos se obtienen comparando la señal de control con una onda portadora con forma triangular.
- La frecuencia de la portadora determina la frecuencia de conmutación.

Observando la *Figura 32*, las variables que se han creado representan la siguiente función:

- *Duty*: representa la fracción del período de conmutación en el que se activan los transistores. Se representa esta señal de control como una fuente de tensión continua cuyo valor de amplitud oscila entre 0 y 1.

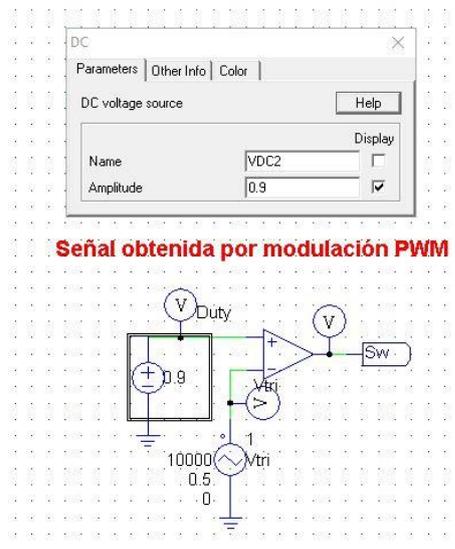


Figura 33. Cuadro de diálogo de la señal Duty (obtenido de PSIM)

- Vtri: representa la señal triangular. Se modela como una onda triangular de frecuencia igual a la de muestreo. Se toma un valor típico de frecuencia de 10 kHz y de amplitud igual a 1.

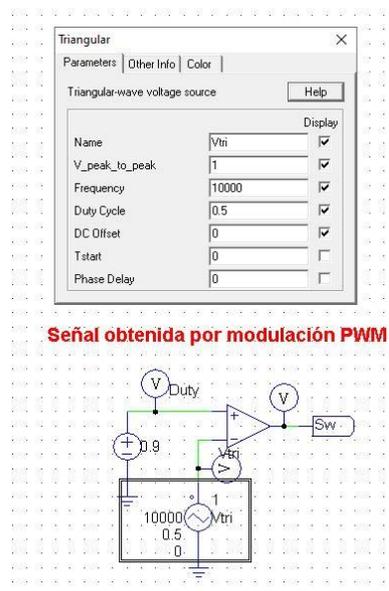


Figura 34. Cuadro de diálogo de la señal Vtri (obtenido de PSIM)

Se desea destacar, que la señal triangular ya no oscila entre valores positivos y negativos, como sucede en el caso de máquinas asíncronas de corriente alterna, sino que debe variar entre 0 y 1:

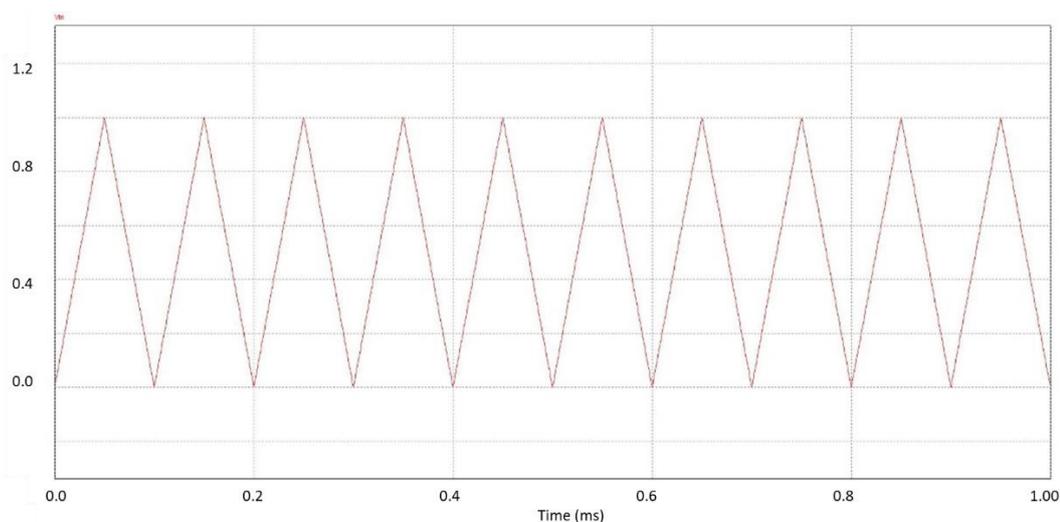


Figura 35. Gràfica de la senyal V_{tri} (obtenido de PSIM)

- \underline{Sw} : representa la senyal PWM que resulta del comparador digital entre $Duty$ y V_{tri} . Cuando la senyal $Duty$ es mayor que V_{tri} , la salida del comparador es 1, y cuando es menor, al revés. En la siguiente figura se muestra un ejemplo de la senyal Sw para el caso en el que la senyal $Duty$ vale 0,9.

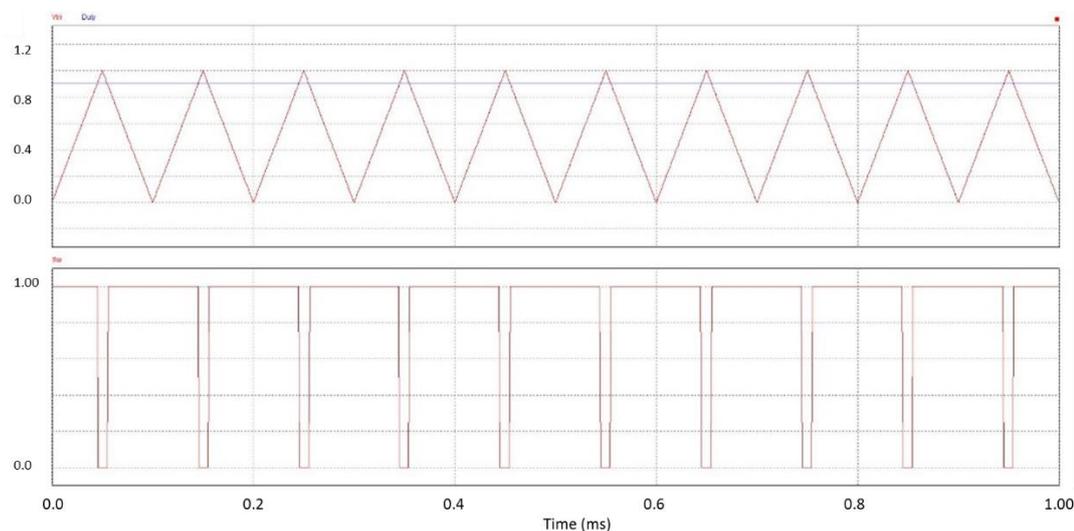


Figura 36. Ejemplo modulación PWM para un valor de $Duty=0.9$ (obtenido de PSIM)

Es importante destacar que la peculiaridad que tienen los motores BLDC es que los disparos de los transistores vienen determinados por la posición del rotor. La senyal Sw lo único que hace es modular, para un período de conmutación en concreto, la cantidad de ese período que el interruptor está cerrado (valor conocido como ciclo de trabajo, o $duty$ cycle, el resto de ese período permanecerá abierto). Para implementar esta funcionalidad, dicha senyal es llevada

y comparada, como se ve en la *Figura 26*, a través de una serie de puertas AND. Se toma como caso práctico a modo de ejemplo la primera rama de transistores, siendo para las otras dos el mismo comportamiento, pero con un desfase temporal de 120 grados. Véase la siguiente figura:

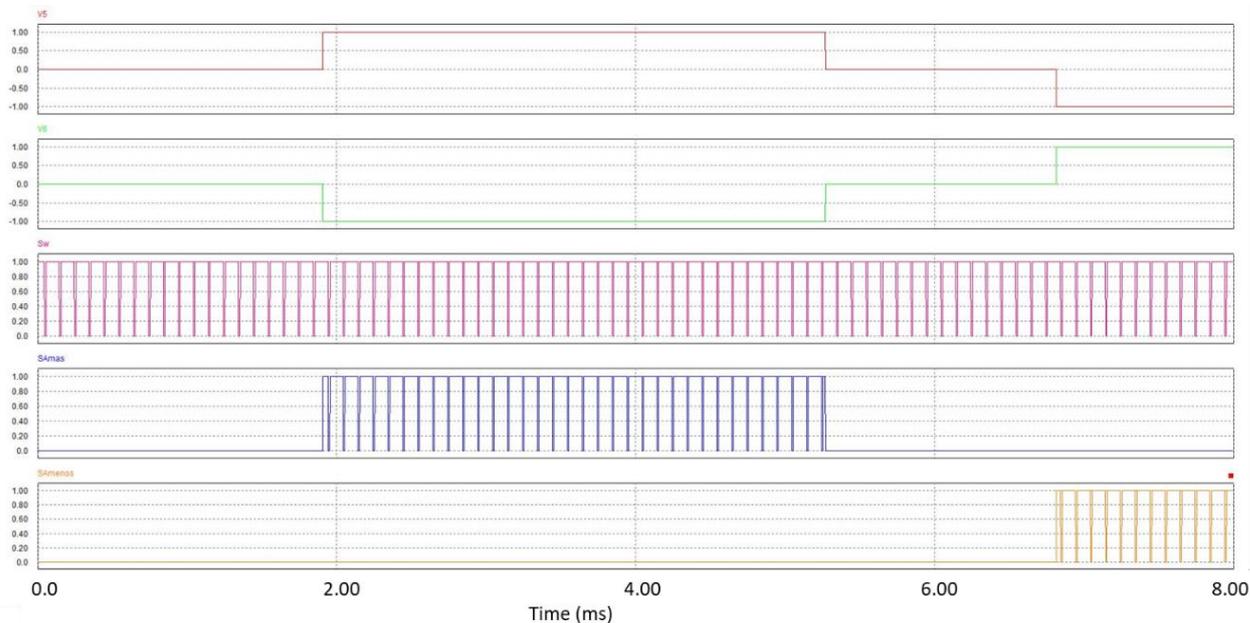


Figura 37. Secuencia de funcionamiento de la rama SA (obtenido de PSIM)

La señal V5 (primer gráfico) corresponde con el estado del sensor H1, mientras que la señal V6 (segundo gráfico) se corresponde en todo momento con el estado del mismo sensor, pero cambiado de signo debido a la constante K igual a -1 . De esta forma, mediante esta estructura se consigue, como se puede ver en la *Figura 37*, que el transistor SA+ esté en activo cuando el sensor Hall se encuentre en estado igual a 1, mientras que SA- se activa cuando el sensor Hall indique estado igual a -1 . Dichos estados de activación de los transistores se ven modulados por la señal Sw a través del ajuste de la señal *Duty*:

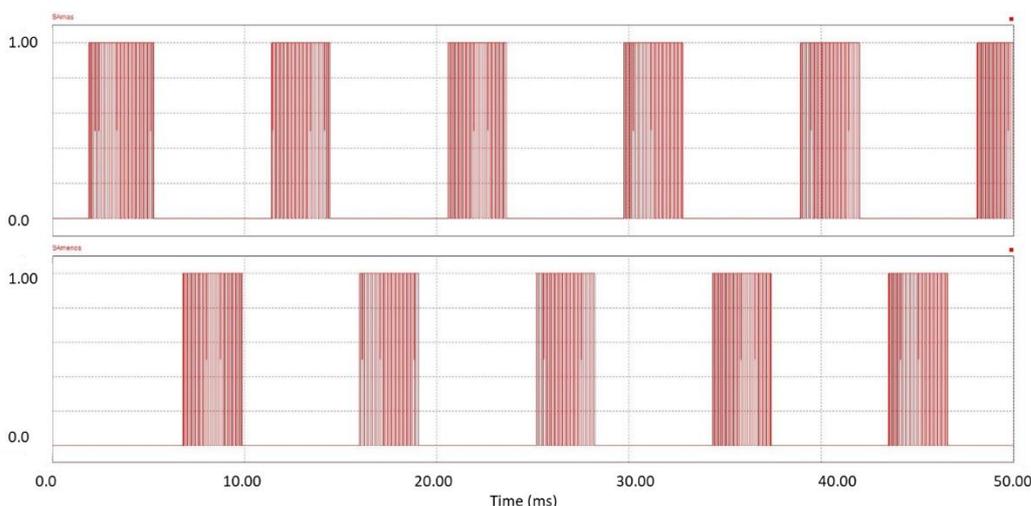


Figura 38. Activación y desactivación de SA+ y SA- modulado con Sw (obtenido de PSIM)

A modo de resumen, se ha elaborado la siguiente tabla donde se observa las secuencias de activación de los dos ramales de transistores, parte positiva y negativa:

Estado	Sensor H1 (SA+ y SA-)			Sensor H2 (SB+ y SB-)			Sensor H3 (SC+ y SC-)		
	1	0	-1	1	0	-1	1	0	-1
S+	1	0	0	1	0	0	1	0	0
S-	0	0	1	0	0	1	0	0	1

Tabla 9. Estado de los interruptores (1:cerrado, 0:abierto) en función de la posición del rotor sensorizada por los 3 sensores Hall (elaboración propia)

A modo de ejemplo, se muestra la siguiente forma de onda de las corrientes de cada fase para el primer caso de aplicación (condiciones nominales de potencia de 10 kW, velocidad de 3700 rpm y par de 26 Nm), donde se aprecia el desfase temporal de 120 grados, y el aspecto trapezoidal que posee, típico de los motores BLDC (Nam, 2020). Nótese que dado que no se ha implementado en este modelo el bus de continua modelizado como un condensador, los armónicos de alta frecuencia se ven reflejados en la forma de onda de dichas corrientes, sobre todo en el pico de la onda donde se ve el rizado característico debido a las componentes homopolares de alta frecuencia.

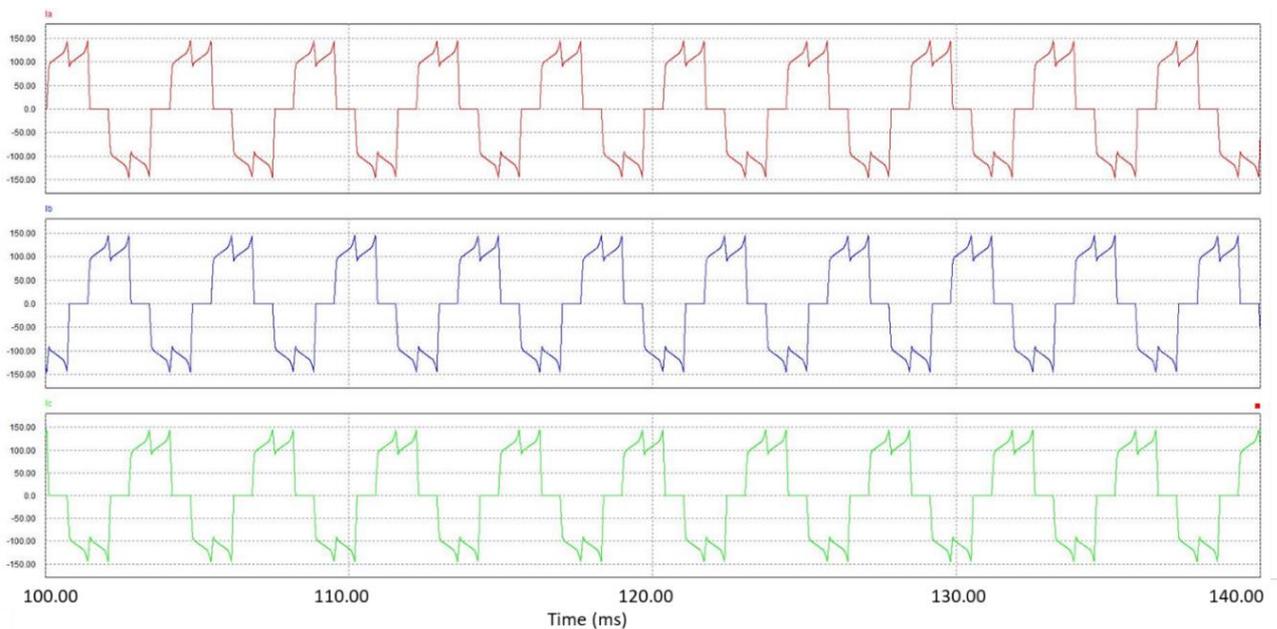


Figura 39. Caso de aplicación 1: Forma de la onda de corriente de cada fase (obtenido de PSIM)

Es fácil deducir, a partir de las figuras 35, 36 y 37 y 38, que cuanto mayor sea el valor de *Duty*, el valor medio de la señal *Sw* aumenta. Y es ahí donde radica el atractivo de este tipo de modulación: variando la amplitud de la señal *Duty*, se varía el ciclo de trabajo de las 3 ramas de los transistores, consiguiendo así que varíe el valor medio de la tensión de salida durante un período de conmutación. Y como la tensión es proporcional a la velocidad de giro del motor, al final variando el valor de *Duty*, se controla el valor de la velocidad mecánica del motor bajo unas condiciones de tensión y par conocidas.

Es importante dejar claro que el diseño de los lazos de control de esta modulación PWM queda fuera del alcance del TFM. Las simulaciones que se realizan representan una situación en la que el motor gira en régimen permanente bajo unas condiciones de giro y de par determinadas, produciendo así una potencia útil.

Por otro lado, en una situación real, la persona que se encontraría pilotando el kart y desea aumentar la velocidad, pisaría el pedal, y el control electrónico se encargaría de, en función de la presión que soporta el pedal con el pie, aumenta/disminuye la señal *Duty* para así aumentar/disminuir la velocidad.

Dado que, a medida que aumenta *Duty*, lo hace también la tensión, velocidad y corriente que absorbe el motor, para un buen punto de partida en el diseño del convertidor, se realizan las simulaciones con un valor de *Duty* constante igual 1, ya que esta situación representa la de máxima potencia que el convertidor es capaz de entregar, y por lo tanto el caso más desfavorable desde el punto de vista de la corriente que circulará por los módulos de potencia del inversor. Por lo tanto, dimensionando los módulos (diodo y transistor) bajo estas condiciones se otorga un margen de seguridad significativo.

4.1.2.3. *Justificación de la metodología de trabajo*

En conclusión, tras la lectura de los apartados 4.1.2.1, 4.1.2.2, la forma de proceder en las simulaciones sigue un proceso iterativo previo que se ha elaborado mediante el siguiente diagrama de flujo:

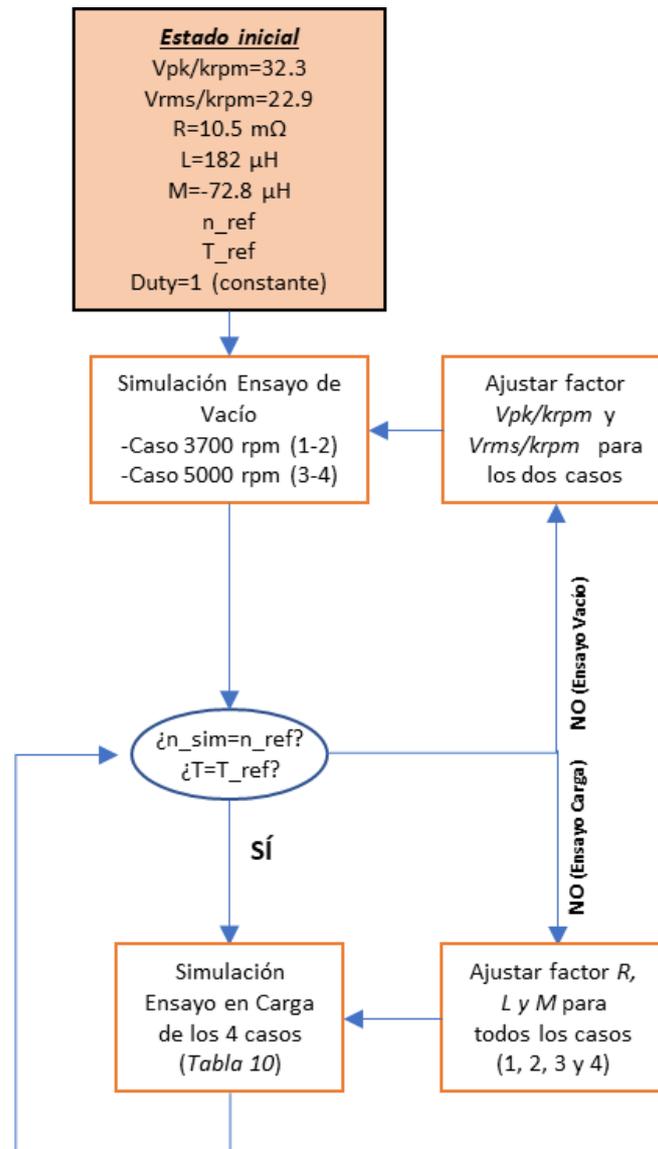


Figura 40. Procedimiento de trabajo en el entorno de simulación (elaboración propia)

A continuación, se explica de forma detallada el esquema mostrado en la Figura 40:

Se parte del estado inicial en el que se desconoce los valores de constante de tensión $V_{pk}/krpm$ y $V_{rms}/krpm$, tomando como valores los que aparecen como defecto en el programa, 32.3 y 22.9 (raíz de 2 veces menor), respectivamente. En el ajuste iterativo, en concordancia con la Figura 27, a los valores 32.3 y 22.9 se les aplica un factor multiplicador ajustable por el usuario.

De acuerdo con el manual de PSIM y Nam (2020), existen dos constantes características del motor: constante de velocidad (*speed constant*) y constante de par (*torque constant*).

El valor de constante de velocidad, $krpm$ relaciona la fuerza contraelectromotriz (popularmente llamado como *back-emf*) y la velocidad de giro mecánica a través de la siguiente expresión:

$$n = k_{rpm} \cdot E \quad \text{Ecuación 8}$$

Por otro lado, el valor de constante de par relaciona el par que entrega el motor y la corriente que absorbe éste a través de un factor k_T distinto de cero:

$$T_m = k_T \cdot i \quad \text{Ecuación 9}$$

Como puede observarse en la *Ecuación 8*, el valor de k_{rpm} es dependiente de la velocidad de giro. Por lo tanto, en PSIM, los valores V_{pk}/k_{rpm} y V_{rms}/k_{rpm} tomarán 2 valores distintos, dependiendo de si el caso es 3700 rpm ó 5000 rpm.

Por otro lado, el valor de la fuerza contraelectromotriz depende no sólo de esta relación, sino también de la ecuación fundamental que gobierna el comportamiento eléctrico de un motor BLDC:

$$v = R \cdot i + (L - M) \cdot \frac{di}{dt} + E \quad \text{Ecuación 10}$$

Donde:

- R, L y M son la resistencia, inductancia propia y mutua por fase, respectivamente, del motor que se insertan en PSIM.
- v , i son la tensión e intensidad de fase, respectivamente.

La *Ecuación 10* presenta la siguiente problemática: calcular y despejar el valor de E no resulta fácil ya que éste no es exactamente igual a la tensión, v , que entrega el inversor a cada una de las fases del motor, sino que hay que tener en cuenta también la caída de tensión debido a los factores R, L y M. Al no poder calcular E , de la *Ecuación 8*, pese a que el valor de velocidad en régimen permanente es conocido, no se podrá despejar el valor de k_{rpm} , y finalmente no es posible obtener V_{pk}/k_{rpm} y V_{rms}/k_{rpm} de forma analítica y precisa.

Se ha pensado una forma, no exacta pero sí aceptable, de poder estimar las constantes V_{pk}/k_{rpm} y V_{rms}/k_{rpm} : simular en PSIM un ensayo en vacío. De esta manera, el motor gira, pero no entrega potencia útil ninguna, por lo que, si se observa la *Ecuación 2*, es fácil asumir que el par motor que entrega será nulo.

Por lo tanto, en un ensayo de vacío, se espera que el motor, en régimen permanente, dado que par es nulo, la corriente de fase también lo sea. Véase en la *Figura 41* el siguiente gráfico de ejemplo del primer caso de aplicación, donde se ha comprobado que efectivamente la corriente en régimen permanente para un ensayo de vacío es cero aproximadamente.

Dado que la corriente es nula, de la *Ecuación 10* se eliminan los términos que multiplican a la corriente de fase, y por lo tanto se puede hacer la siguiente aproximación:

$$v = E$$

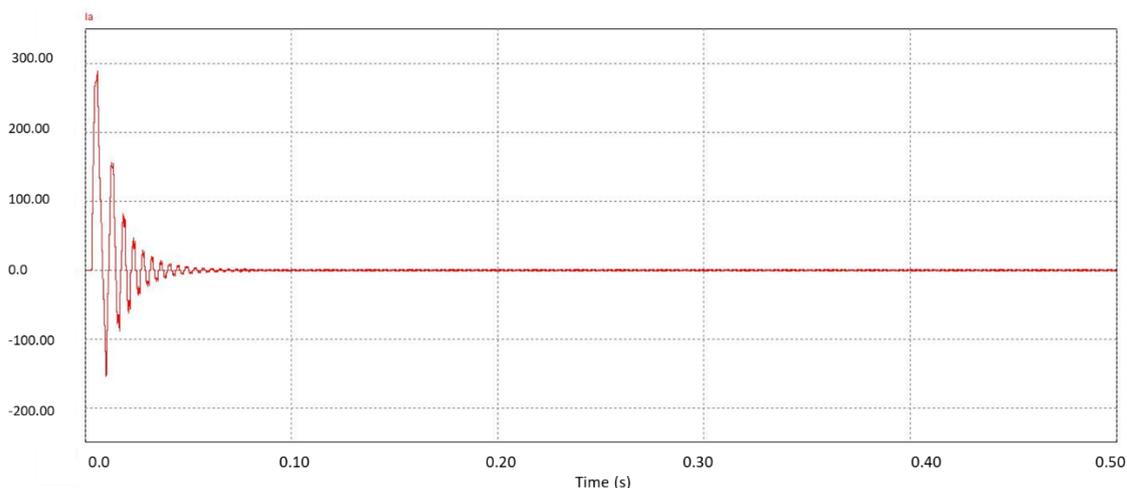


Figura 41. Caso de aplicación 1: ensayo de vacío del motor BLDC (obtenido de PSIM)

En definitiva, en un ensayo de vacío es posible obtener de forma directa el valor de E , y por lo tanto establecer, por ajuste iterativo los valores $V_{pk}/krpm$ y $V_{rms}/krpm$. Además, estas constantes no se verán influenciadas por la relación corriente-par (Ecuación 9), y así asegurarse, siempre con un cierto margen de error, que los valores $V_{pk}/krpm$ y $V_{rms}/krpm$ que se obtienen son los adecuados.

Cabe destacar que en el manual de PSIM se hace referencia a estas dos constantes, velocidad y par. No obstante, la versión utilizada de PSIM, en este TFM, no incorpora unos campos a rellenar para insertar directamente dichas constantes; Lo único que permite es, de forma indirecta, a través de los factores $V_{pk}/krpm$ y $V_{rms}/krpm$, insertar la constante de velocidad en cada uno de los dos casos de velocidad.

Se ha deducido, tras un proceso de prueba experimental, que el valor de constante de par de la Ecuación 9 influye en los valores R , L y M de la Figura 27, por lo que, cuando se hacen las simulaciones del motor trabajando ya en carga (habiendo determinado previamente los valores $V_{pk}/krpm$ y $V_{rms}/krpm$), se ajustan también dichos factores con un factor multiplicador.

Como se ha mencionado, se realizan 4 casos de aplicaciones, cada uno de los cuales trae consigo unos valores de par y velocidad de giro en régimen permanente sobre los cuales trabajará el motor. Dichos valores son, respectivamente, las variables T_{ref} y n_{ref} que aparece en la Figura 40. El valor de estas variables depende de en qué caso de aplicación estamos:

Caso de aplicación	Par mecánico (Nm)	Velocidad mecánica (rpm)	Potencia útil (kW)
1	26	3700	10
2	52	3700	20
3	19	5000	10
4	38	5000	20

Tabla 10. Valores que toman las variables n_{ref} y T_{ref} en función del caso de aplicación (elaboración propia)

El valor de T_{ref} se inserta en el cuadro emergente de la *Figura 31*.

El procedimiento iterativo, consiste por lo tanto en lo siguiente:

- Se realiza el ensayo de vacío del motor girando en cada caso:
 - o Velocidad de 3700 rpm
 - o Velocidad de de 5000 rpm
- La forma de modelar el ensayo de vacío es eliminando el bloque que representa el par resistente

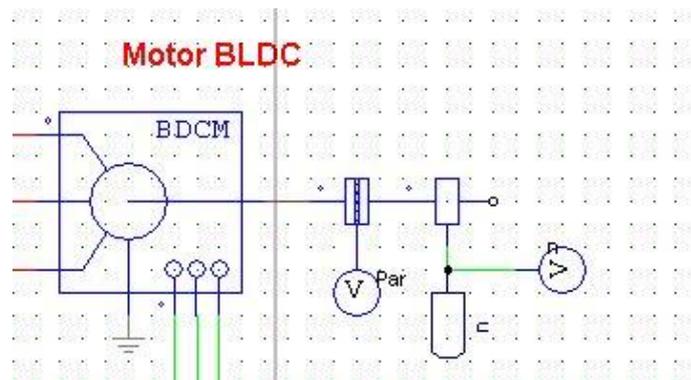


Figura 42. Modelización del ensayo de vacío (obtenido de PSIM)

- Se va simulando y ajustando el valor del factor que multiplica a $V_{pk}/krpm$ y $V_{rms}/krpm$ hasta verificar que la señal n alcanza de forma aproximada en régimen permanente el valor de n_{ref} .
- Tras haber ajustado $V_{pk}/krpm$ y $V_{rms}/krpm$ en cada caso, se realiza el ensayo en carga del motor en los 4 casos (véase *Tabla 10*).
- En cada caso, se va simulando y ajustando los factores que multiplican a R , L y M hasta que los valores de velocidad (señal n) y par (señal Par) en régimen permanente sean lo más exactos posibles a n_{ref} y T_{ref} .

Tras haber ajustado, en los 4 casos de aplicación, todos los factores que multiplican a R , L , M , $V_{pk}/krpm$ y $V_{rms}/krpm$, en el momento en el que finaliza el proceso iterativo, donde la velocidad en régimen permanente es la deseada, bajo las condiciones de tensión y par impuestas, es hora de medir el valor medio de corriente que circula por el diodo y el transistor de cada rama del inversor, ya que se sabe que, durante un ciclo de trabajo, una porción de ese tiempo conduce el transistor, y el resto de tiempo conduce el diodo conectado en antiparalelo. Para conseguir medir la corriente media por cada elemento en régimen permanente, se ha implementado la siguiente estructura en *PSIM*:

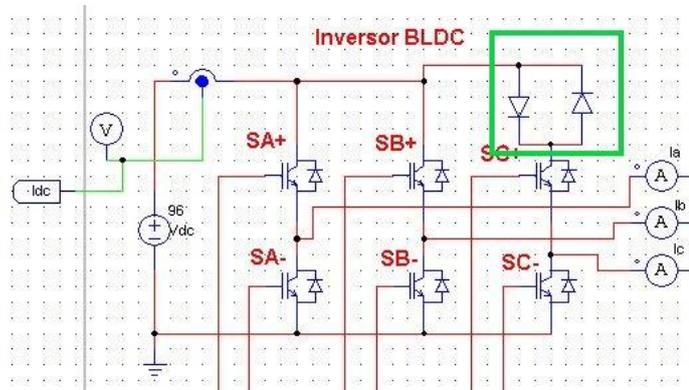


Figura 43. Diodos en antiparalelo para medir las corrientes en cada módulo (obtenido de PSIM)

Mediante esta configuración de diodos ideales en antiparalelo, se consigue que por el diodo de la izquierda circule únicamente la corriente correspondiente al transistor, mientras que por el diodo de la derecha circulará la del diodo que se encuentra en antiparalelo con el transistor. El siguiente gráfico muestra, a modo de ejemplo, el comportamiento de las dos corrientes, donde a través de la herramienta *average value* de PSIM, se puede obtener el valor medio que circula por el diodo y por el transistor, conformando así el módulo que más adelante se seleccionará de fabricantes. Se estudia el caso de sólo 1 de los 6 módulos que tiene el inversor BLDC, dado que para el resto de los módulos se espera y asume que los valores medios de corriente serán similares.

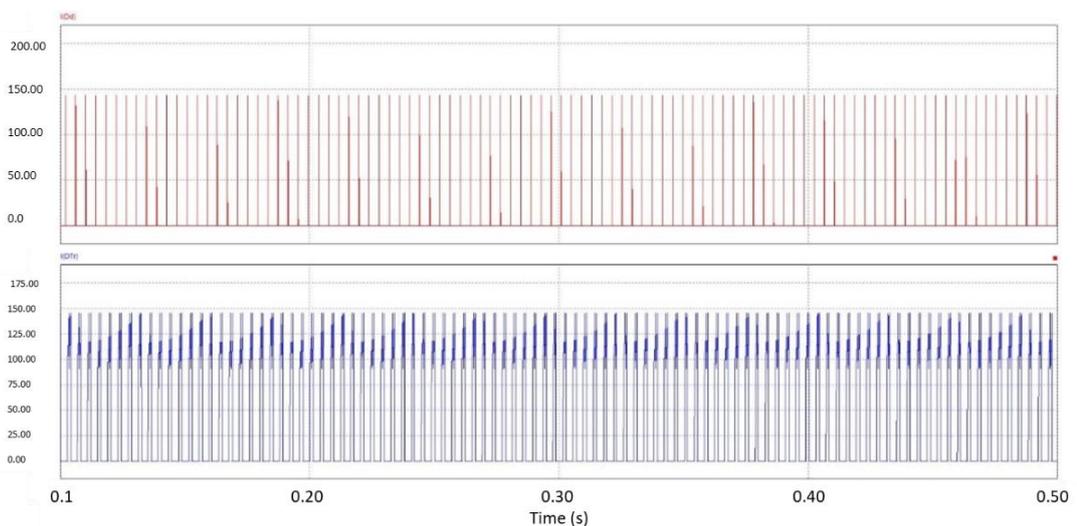


Figura 44. Caso de aplicación 1: corriente que circula por el transistor (color rojo) y por el diodo (color azul)

4.1.3. Resultados de las simulaciones

Tras llevar a cabo el proceso descrito en el anterior apartado, el presente apartado sirve como informe de los resultados tras las simulaciones. Se muestra, por un lado, la siguiente tabla con los resultados de valores medios de corriente, así como el ajuste de factores que resultan del proceso iterativo explicado en anteriores apartados:

Caso de aplicación	Corriente media (transistor)	Corriente media (diodo)	V_{pk}/k_{rpm}	V_{rms}/k_{rpm}	R	L	M
1	36.16 A	1.28 A	0.78	0.78	0.11	0.11	0.11
2	72.5 A	2.57 A	0.78	0.78	0.055	0.055	0.055
3	34.7 A	0.23 A	0.615	0.615	0.008	0.008	0.008
4	91.61 A	22.47 A	0.615	0.615	0.002	0.002	0.002

Tabla 11. Resultados de las corrientes medias en cada uno de los casos de aplicación y los factores multiplicadores a cada parámetro

Puede observarse, como era de esperar, que el caso más severo se da en el caso 4, donde las condiciones de par, velocidad y potencia son máximas, lo que produce un aumento en la corriente media que pasa por el diodo y el transistor.

Por otro lado, puede observarse de forma gráfica a través de PSIM que los valores de par y velocidad que se muestran en régimen permanente para cada caso de aplicación son los correctos.

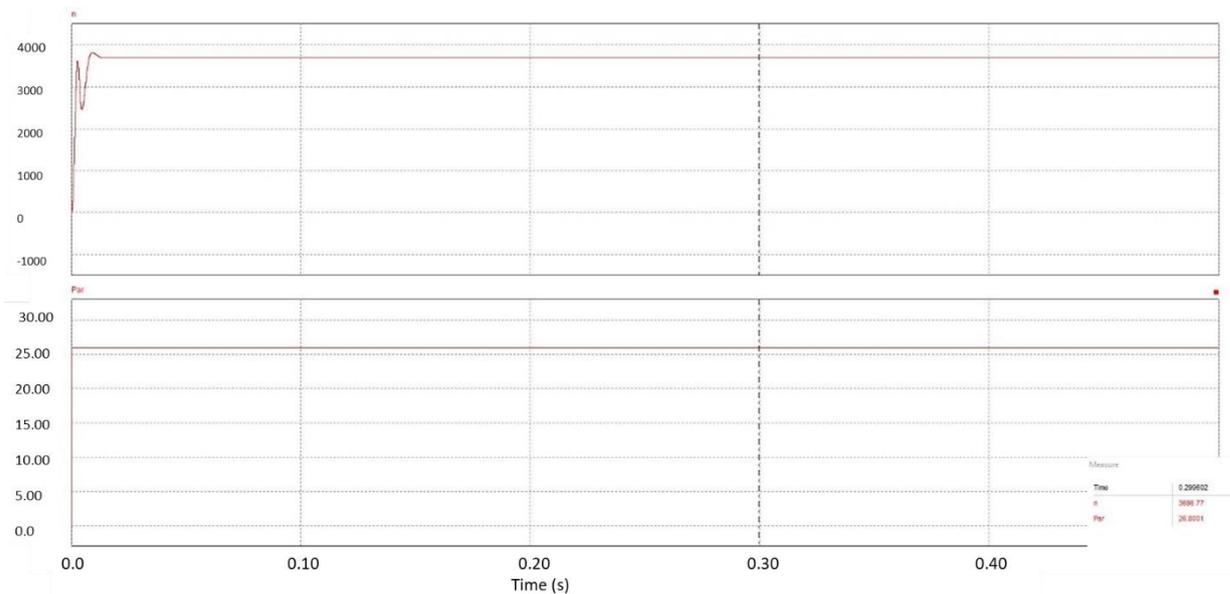


Figura 45. Caso de aplicación 1: par y velocidad en régimen permanente alcanzado por el motor (obtenido de PSIM)

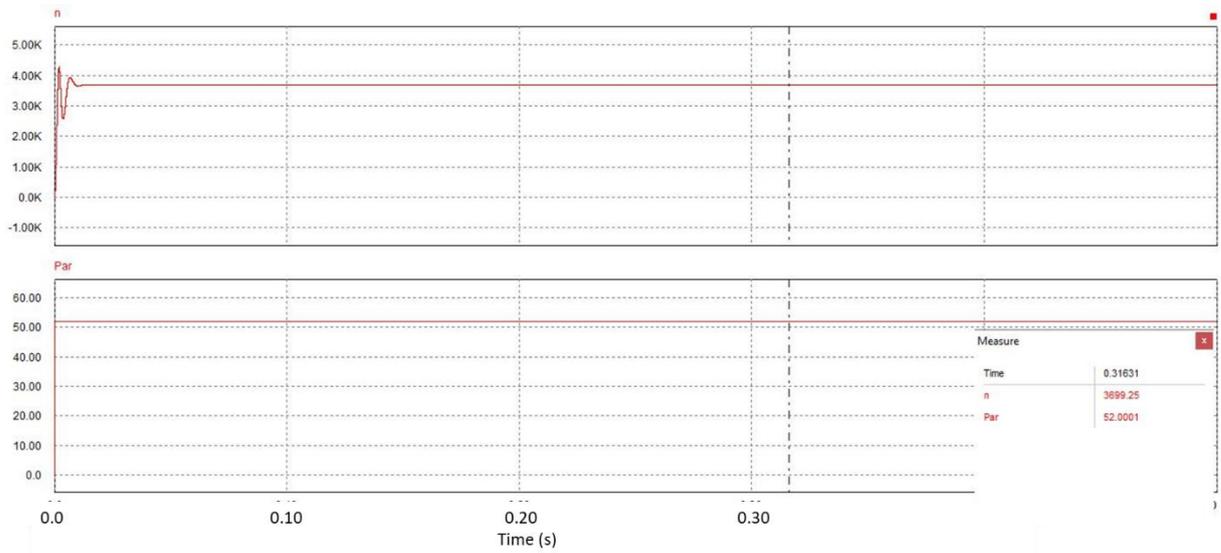


Figura 46. Caso de aplicación 2: par y velocidad en régimen permanente alcanzado por el motor (obtenido de PSIM)

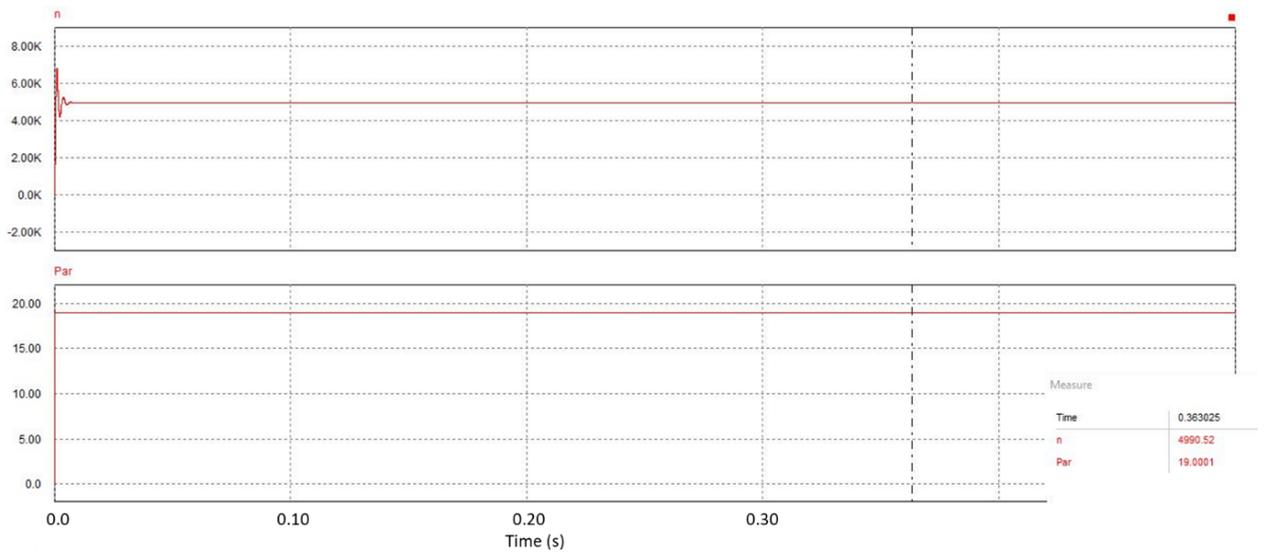


Figura 47. Caso de aplicación 3: par y velocidad en régimen permanente alcanzado por el motor (obtenido de PSIM)

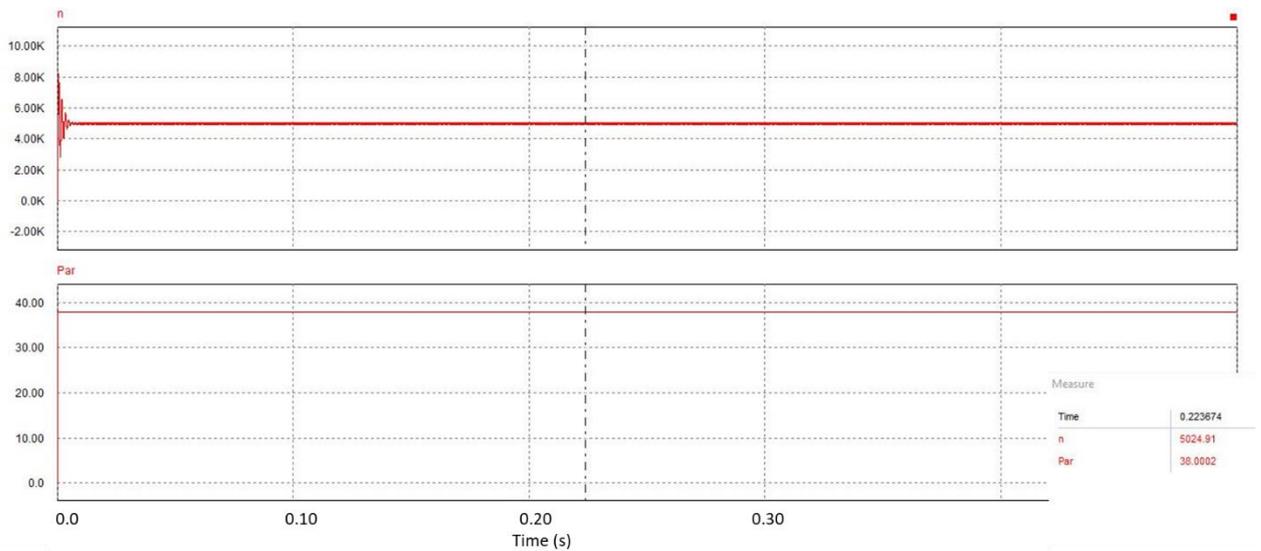


Figura 48. Caso de aplicación 4: par y velocidad en régimen permanente alcanzado por el motor (obtenido de PSIM)

Se ha analizado también la corriente de fase en condiciones de potencia pico (20 kW), para verificar que no se super la corriente teórica máxima de 230 A que el convertidor soportaría, de acuerdo con el apartado 3.3.2. En la siguiente figura se observa que, en efecto, la corriente no supera los 230 A calculados en dicho apartado. Se puede observar el gran rizado que presenta debido a la no inserción del bus de continua.

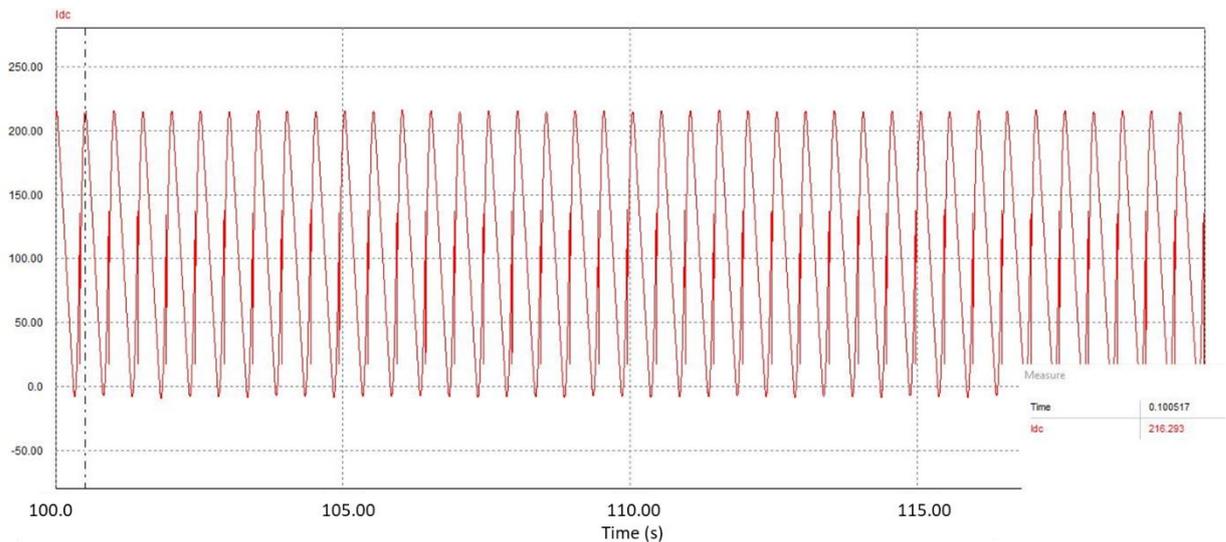


Figura 49. Corriente de fase en condiciones de potencia pico de 20 kW (obtenido de PSIM)

Además, también se ha verificado que la corriente de fase en condiciones nominales que absorbe el motor (Figura 39), presenta valores razonables (cercano a 125 A, de acuerdo con la hoja de fabricante).

4.1.4. Conclusiones

La primera fase ha concluido con la determinación de la corriente media de los diodos y transistores en las condiciones más severas para, en el siguiente apartado, poder seleccionar de catálogo módulo de fabricante.

Además, simular en PSIM ha permitido poder confirmar, de forma visual, que todos los parámetros (corriente, tensión, par, velocidad...) presentan el comportamiento correcto y lo que se esperaba tras leer la hoja de especificaciones del motor y el cálculo teórico que se muestra en los apartados 3.3.1 a 3.3.3.

4.2. Fase de detalle

4.2.1. Selección de componentes

4.2.1.1. Módulos de potencia

En este apartado, se muestra el procedimiento de selección de los módulos de potencia suministrados por un fabricante comercial. Se parte del conocimiento de los valores de corriente media, determinados en las simulaciones de la fase preliminar (apartado 4.1), que se esperan que circulen por el diodo y el transistor.

Los módulos de potencia que se implementan en el modelo simulado del apartado 4.1 son módulos genéricos y teóricos donde las pérdidas, tanto de conducción como de conmutación se desprecian. Por lo tanto, en este apartado, tras conocer los valores de corrientes medias, se accede a diferentes propuestas de fabricante para seleccionar el módulo más idóneo.

Por otro lado, en el apartado 2.1.3 se ha realizado un estudio comparativo en el que se analizan ventajas y desventajas a la hora de utilizar semiconductores tipo MOSFET o IGBT, y de si el material es silicio o carburo de silicio. Ahora, para la aplicación en la que se encuentra el TFM, toca decidir el tipo de material, tecnología y especificaciones eléctricas atendiendo a las especificaciones de diseño que se muestran en la siguiente tabla:

ESPECIFICACIÓN	VALOR
Corriente media soportada	Transistor: 91.61 A
	Diodo: 22.47 A
Tensión soportada	96 V
Frecuencia de conmutación	10 kHz

Tabla 12. Especificaciones de diseño del módulo de potencia en base a la fase preliminar de simulación

Se desea aclarar que las especificaciones que se muestran en la *Tabla 12* son valores de mínimos.

Por otro lado, ya se había visto en las figuras 8 y 9 que un módulo de fabricante puede presentar internamente diferentes configuraciones (*single switch, full bridge...*). Así, se ha decidido que el equipo que se selecciona atendiendo a dichas especificaciones envuelve el conjunto formado únicamente por el transistor y el diodo en antiparalelo.

El módulo seleccionado pertenece al fabricante *Vishay*[®], y el tipo de transistor es MOSFET. El motivo principal se debe a que los módulos de tipo IGBT están pensados para aplicaciones donde los valores de tensión y corrientes nominales a los que se somete el inversor son significativamente más elevados que los del tipo MOSFET, por ejemplo, en aplicaciones de media tensión del orden de kV. A modo de ejemplo se muestra una comparativa del fabricante *Vishay*[®] para constatar este hecho, donde los módulos que se muestran son del tipo *Single Switch*, es decir, un único transistor del tipo correspondiente en paralelo con un diodo:

Series	Product Image	I_D (A)	T_C (°C)	V_{DSS} (V)	$R_{DS(on)}$ (mΩ)	E_{AS} (mJ)	I_{AS} (A)	T_J (°C)	Package	Circuit Configuration
VS-FA40SA50LC	 Enlarge	29	90	500	106	400	13	-55 to +150	SOT-227	Single switch
VS-FA72SA50LC	 Enlarge	52	90	500	61.5	725	22	-55 to +150	SOT-227	Single switch
VS-FC270SA20	 Enlarge	219	90	200	3.3	650	180	-55 to +175	SOT-227	Single switch
VS-FC420SA10	 Enlarge	330	90	100	1.3	11 500	48	-55 to +175	SOT-227	Single switch
VS-FC420SA15	 Enlarge	300	90	150	1.93	720	120	-55 to +175	SOT-227	Single switch

Series	Product Image	I_C (A)	T_C (°C)	V_{CES} (V)	$V_{CE(ON)}$ Typ. at 25 °C (V)	E_{ON} Typ. at 125 °C (mJ)	E_{OFF} Typ. at 125 °C (mJ)	T_J (°C)	Package	Circuit Configuration
VS-GT100DA120UF	 Enlarge	123	90	1200	1.93	3.9	7.1	150	SOT-227	Single switch with AP diode
VS-GT140DA60U	 Enlarge	140	90	600	1.72	0.43	2.12	175	SOT-227	Single switch with AP diode
VS-GT180DA120U	 Enlarge	185	90	1200	1.55	5.7	11.6	150	SOT-227	Single switch with AP diode
VS-GT80DA120U	 Enlarge	93	90	1200	2	3.9	5.5	150	SOT-227	Single switch with AP diode

Figura 50. Valores de corriente y tensión nominal de los módulos tipo Single. Tabla Arriba: MOSFET; Tabla Abajo: IGBT (obtenido de *vishay.com*)

Además, de acuerdo con el análisis realizado en el apartado 2.1.3 (véase *Tabla 4*), los módulos tipo MOSFET presentan menores pérdidas de conducción, y el tamaño suele ser menor también, lo cual siempre es una ventaja para un kart de competición donde se persigue en todo momento economizar el espacio y peso no sólo del inversor, sino también del dissipador de calor que se instala.

A continuaci3n, se muestran varias capturas de pantalla de la hoja de especificaciones del m3dulo seleccionado. Para consultar la hoja completa cons3ltese enlace de la bibliograf3a.



SOT-227

PRIMARY CHARACTERISTICS	
V_{DSS}	200 V
$R_{DS(on)}$	3.3 m Ω
I_D	219 A at 90 °C
Type	Modules - MOSFET
Package	SOT-227

Figura 51. Hardware y especificaciones principales del m3dulo seleccionado (obtenido de Vishay)

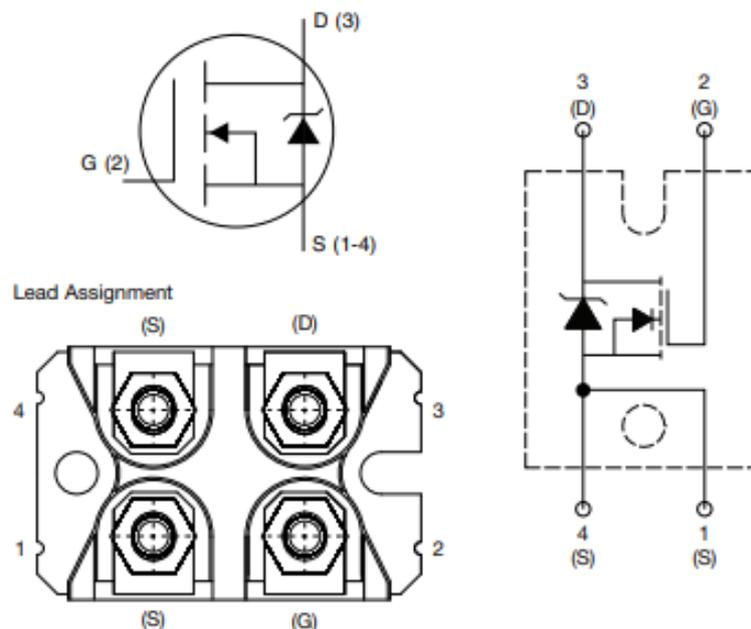


Figura 52. Configuraci3n interna del m3dulo seleccionado (obtenido de Vishay)

Debe notarse, observando la *Figura 51*, que al seleccionar unos valores de corriente y tensiones mucho mayores que los mínimos especificados, se está del lado de la seguridad y se garantiza que el convertidor no falle desde el punto de vista térmico.

Los criterios a la hora de seleccionar este módulo de fabricante comercial son los que siguen:

- La tensión V_{DSS} es la tensión máxima soportada que soporta el módulo desde el terminal *D* (drenaje) a *S* (surtidor). Dado que el motor desde el punto de vista de la carga presenta un comportamiento altamente inductivo y la ecuación que gobierna dicho comportamiento es:

$$v = L \cdot \frac{di}{dt} \quad \text{Ecuación 11}$$

Ya que los semiconductores se verán sometidos a constantes conmutaciones de frecuencia elevada (del orden de kHz), esto conlleva unos picos de tensión que hace necesario dimensionar el módulo que con una tensión V_{DSS} que sea superior a la nominal de 96 V. Se toma así, por decisión propia, un valor típico de tensión de 200 V para cubrir estos picos indeseados de tensión.

- Hay que tener en cuenta lo siguiente: el valor de corriente que se ha tomado como especificación de diseño es valor medio de una onda modulada que presenta picos de corriente más elevados, como se observa en la *Figura 44*, mientras que la corriente que aparece en la hoja de especificaciones ($I_D = 219$ A a 90°C) indica la capacidad de conducción del módulo, es decir, la corriente soportada por el módulo de forma continua bajo unas condiciones de temperatura determinadas. Por lo tanto, tomar un valor de corriente continua I_D que sea del orden de 2-3 veces superior a la corriente media obtenida de simulaciones, como es el caso, se considera correcto.

En el siguiente apartado se explica cómo implementar en PSIM este módulo normalizado de fabricante, ya que éste no se considera ideal, sino que habrá que parametrizar las pérdidas de conmutación y conducción.

4.2.1.1.1. Modelo PSIM

El objetivo que tiene este apartado es el de comprobar mediante PSIM que los módulos normalizados de fabricante seleccionados en el anterior apartado son válidos. Para ello, se visualiza la velocidad, par, corriente, y temperatura para ver que los resultados son coherentes.

Por otro lado, las simulaciones han servido para poder seleccionar el disipador de calor del puente completo, en base a un circuito térmico que más adelante se detalla.

El programa PSIM da la opción de implementar un módulo de potencia normalizado de fabricante. Dicho módulo recibe el nombre de módulo térmico (*thermal module*). El término "térmico" se debe a que las pérdidas que existen en estos elementos (conducción y conmutación, principalmente) se disipan en forma de calor. En la siguiente figura se muestra una comparativa entre el módulo normalizado (derecha) y el teórico implementado en la fase preliminar:

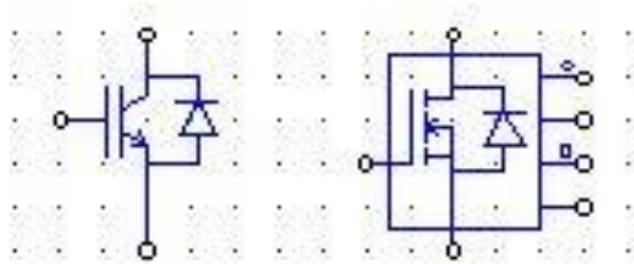


Figura 53. M3dulo te3drico (izquierda) y normalizado (derecha)

Se observa claramente que la diferencia est3a en que en el normalizado aparecen 4 pines adicionales. Estos pines se usan para implementar el circuito t3ermico equivalente que representa las p3erdidas por conducci3n/comutaci3n del transistor y diodo. Haciendo doble clic se muestra la siguiente ventana emergente:

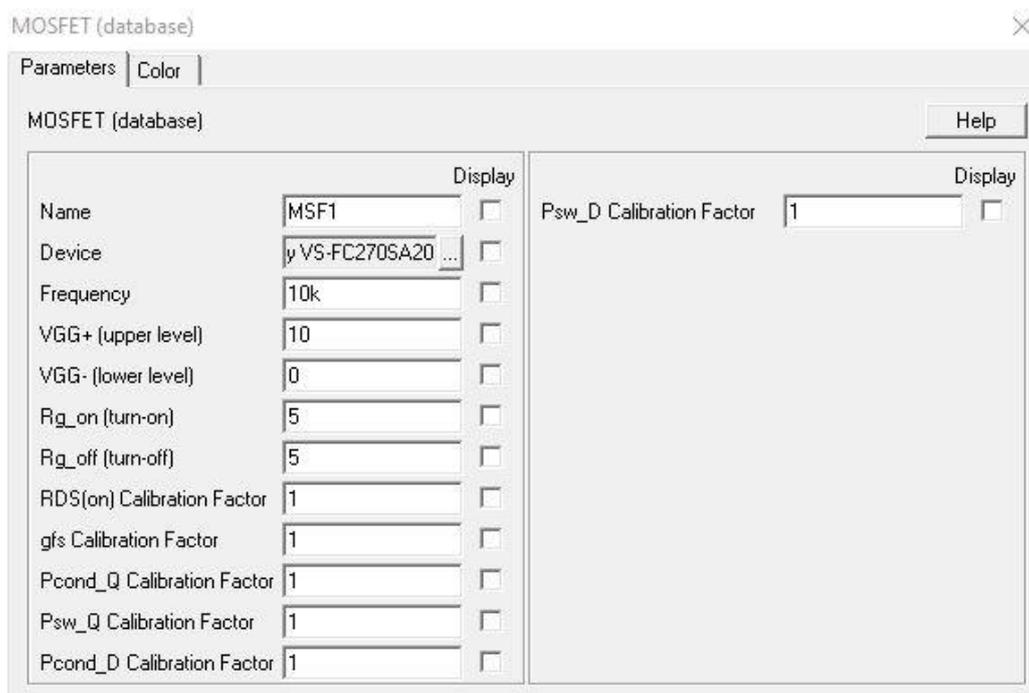


Figura 54. Par3metros de MOSFET (obtenido de PSIM)

El campo *Device* que aparece en dicha ventana remite a una base de datos, llamada *Device Database Editor* (Figura 55), donde previamente se ha tenido que insertar los datos del m3dulo seleccionado en el anterior apartado. Dichos datos se han obtenido de la hoja del fabricante.

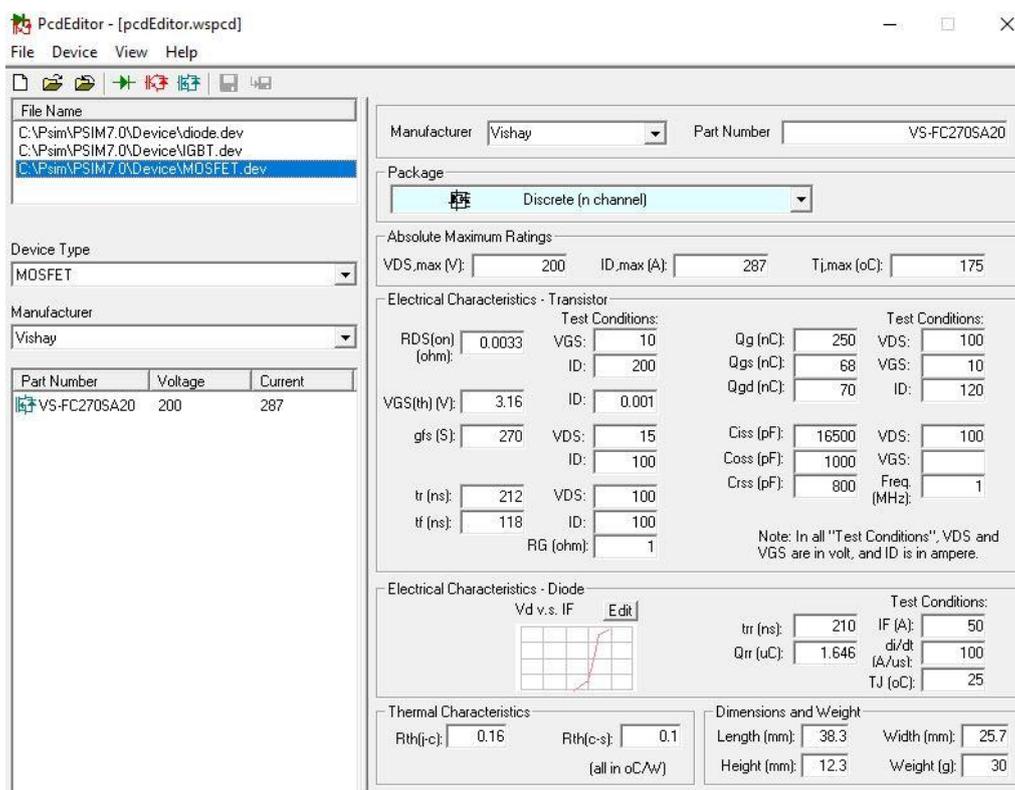


Figura 55. Especificaciones del módulo MOSFET de Vishay (obtenido de PSIM)

Ahora se procede a explicar la interfaz de los 4 pines que presenta el módulo térmico. Observando dichos pines en la Figura 53, de arriba abajo, las salidas representan respectivamente:

- Pérdidas de conducción del transistor
- Pérdidas de conmutación del transistor
- Pérdidas de conducción del diodo
- Pérdidas de conmutación del diodo

Se recuerda, a modo de resumen, en la siguiente tabla la analogía que existe entre un circuito eléctrico y uno térmico en lo que se refiere a las magnitudes/unidades:

Circuito eléctrico		Circuito térmico	
Magnitud	Unidades	Magnitud	Unidades
Tensión	Voltios	Temperatura	°C
Corriente	Amperios	Pérdidas en forma de calor	W
Resistencia eléctrica	Ohm	Resistencia térmica	°C/W

Figura 56. Analogía entre circuito eléctrico y térmico

Conocido esto, se pasa a explicar la justificación del circuito térmico realizado.

De acuerdo con el manual de PSIM, y como puede observarse en la *Figura 57* de abajo, internamente el módulo de potencia de la *Figura 53* (derecha) se modeliza como sigue en la *Figura 57*. Los elementos que se muestran dentro del recuadro rojo son parámetros internos del módulo y no accesibles en lo que se refiere a monitorizar el valor $T_{junction}$.

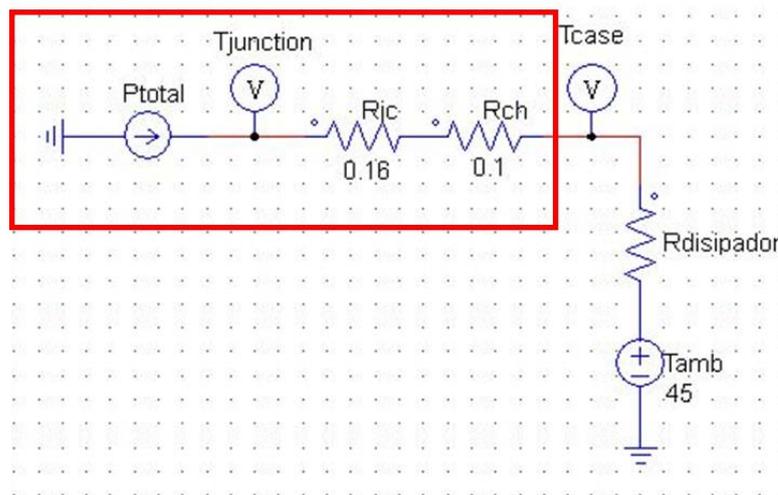


Figura 57. Circuito térmico para un único módulo de potencia (obtenido de PSIM)

Es decir, si se coloca un voltímetro a la salida de los pines del módulo de potencia, lo que se estaría midiendo es la temperatura de la carcasa, T_{case} , y no la temperatura de la unión, $T_{junction}$. Por otro lado, conectando los 4 pines en un único nodo conseguimos sumar todas las pérdidas (conducción/conmutación del diodo/transistor) para poder leer si se deseara, mediante un amperímetro, las pérdidas totales de cada módulo de potencia.

Se hace necesario entonces instalar un disipador de calor, por cada inversor, que consiga evacuar las pérdidas caloríficas por los 6 módulos hacia el ambiente. El disipador se puede modelar como una resistencia térmica entre la carcasa del conjunto de los 6 módulos y el ambiente, cuyo valor es determinar. Dicha resistencia, de acuerdo con la *Figura 56*, se mide en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$, unidad que determina cuánto resiste el paso de calor una unión o contacto entre cuerpos. Cuanto menor sea esa magnitud, mejor se establecerá el flujo de calor del cuerpo más caliente (en este caso los módulos semiconductores) hacia el ambiente. La temperatura ambiente se modela como una fuente de tensión de valor constante igual a la misma. Ahora, teniendo en cuenta que el disipador engloba a los 6 módulos, el circuito térmico de la *Figura 57* se extrapola al caso de tener los 6 módulos, resultando así en el siguiente modelo:

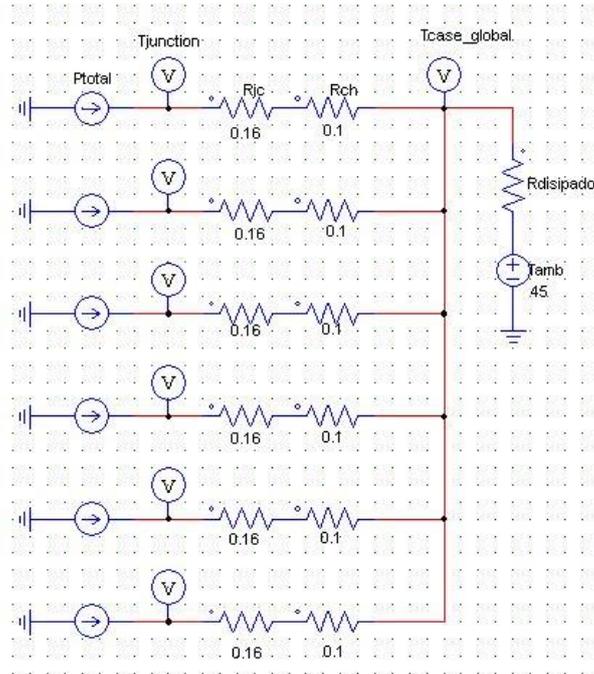


Figura 58. Circuito térmico completo. (obtenido de PSIM)

A partir del circuito térmico de la figura de arriba, y aprovechando la similitud que tiene respecto a un circuito eléctrico, resultaría el siguiente circuito equivalente:

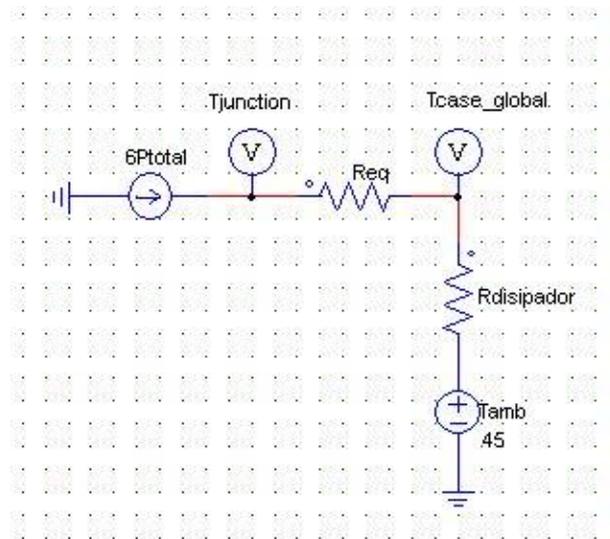


Figura 59. Circuito térmico equivalente (obtenido de PSIM)

Puede observarse cómo el flujo de calor que llega al disipador es 6 veces el valor de la variable P_{total} , que resulta idéntica en cada módulo al ser éstos los mismos, de ahí que se designa una variable llamada $6P_{tot}$. La explicación de las variables del circuito y las condiciones de simulación es la que sigue:

- El valor de R_{eq} es igual a:

$$R_{eq} = \frac{R_{jc} + R_{ch}}{6} = \frac{0.16 + 0.1}{6} = 0.043 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad \text{Ecuación 12}$$

- El valor de la variable $6P_{tot}$ representa las pérdidas totales en forma de calor del inversor.
- El valor de la variable $T_{junction}$ se fija en un valor constante de $155 \text{ } ^\circ\text{C}$, ya que según la hoja del fabricante la temperatura máxima de la unión no puede sobrepasar los $175 \text{ } ^\circ\text{C}$, y es común en estos casos dejar un margen de seguridad de $20 \text{ } ^\circ\text{C}$.
- Se suponen unas condiciones ambientales, T_{amb} , de $45 \text{ } ^\circ\text{C}$.
- El valor $R_{disipador}$ es el valor que hay que obtener.
- Se va a llevar el motor a las condiciones del caso 4, de acuerdo con la *Tabla 10*; Dimensionando el disipador para este caso, se consigue que disipe bien para el resto de los casos.

De forma analítica, observando el circuito de la *Figura 59*, el valor de la resistencia $R_{disipador}$ se obtendría despejando de la ecuación siguiente:

$$T_{junction} - T_{ambiente} = 6P_{tot} \cdot (R_{eq} + R_{disipador}) \quad \text{Ecuación 13}$$

De la ecuación de arriba, resulta desconocido el valor de la variable $6P_{tot}$. Ésta se obtiene como el valor medio de la señal $6P_{tot}$ que se mide a través de un amperímetro en PSIM, donde resulta en un valor de 795.826 W :

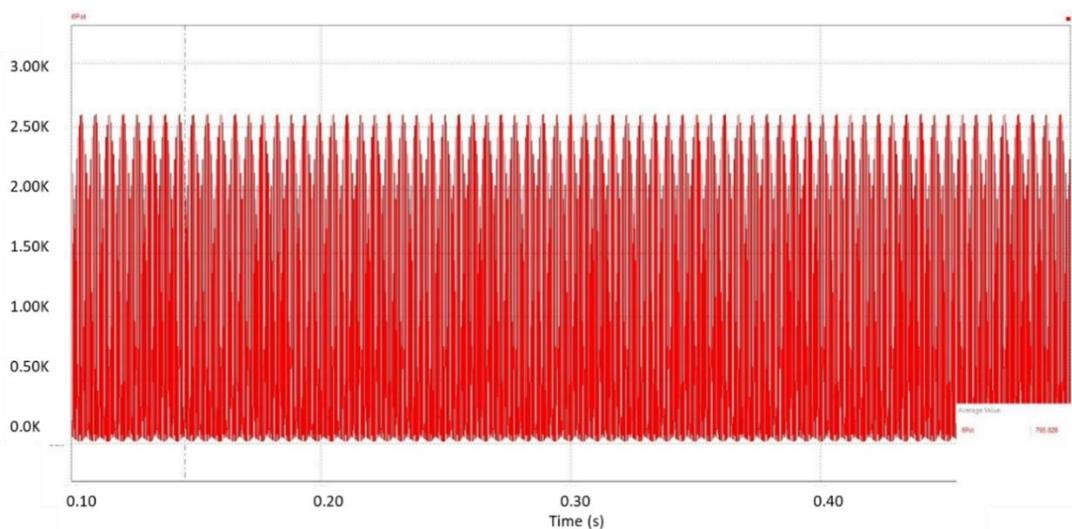


Figura 60. Pérdidas totales del inversor (obtenido de PSIM)

Despejando de la *Ecuación 13*:

$$155 - 45 = 795.826 \cdot (0.043 + R_{disipador}) \rightarrow R_{disipador} = 0.095 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Es importante destacar que la resistencia R_{eq} es interna al módulo de potencia, no aparece en PSIM a efectos de simulación. El disipador que se implementa realmente es el siguiente:

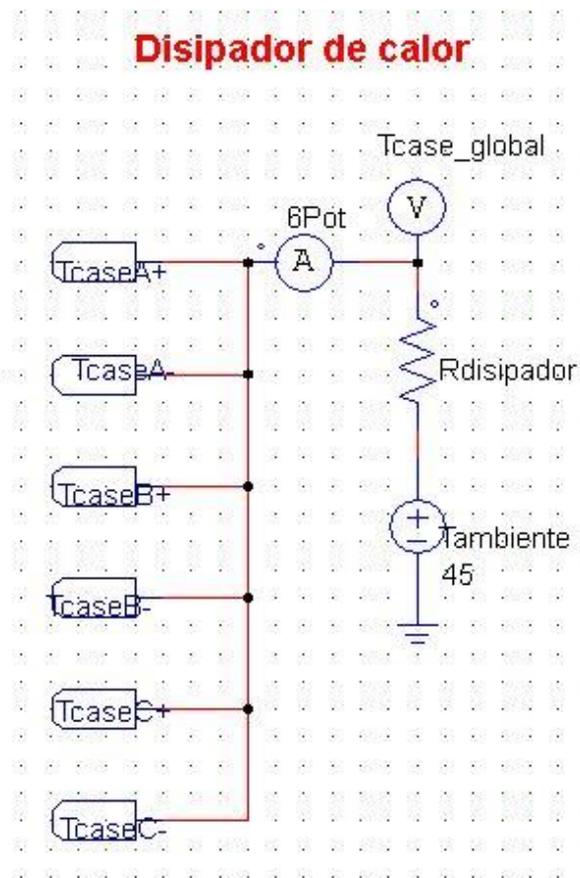


Figura 61. Modelo del disipador de calor (obtenido de PSIM)

Que se integra en el siguiente modelo de PSIM que es donde se realiza la primera simulación de la fase de detalle:

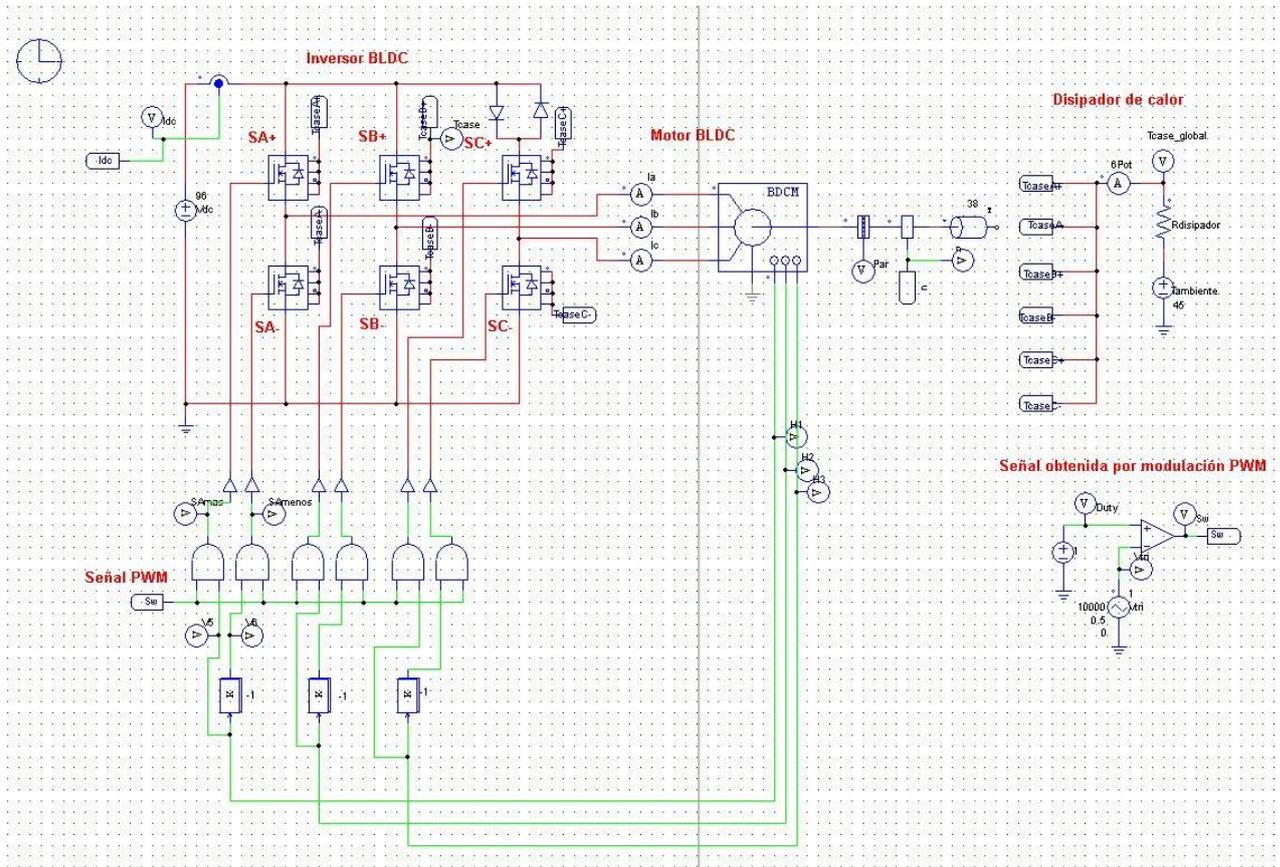


Figura 62. Primer modelo de simulación de la fase de detalle (obtenido de PSIM)

4.2.1.1.1. Resultados de las simulaciones

Tras llevar a cabo la simulación bajo las condiciones enunciadas en el apartado anterior, el comportamiento de la temperatura T_{case} de cada módulo es el siguiente, cuyo valor medio de temperatura es de 120.603 °C:

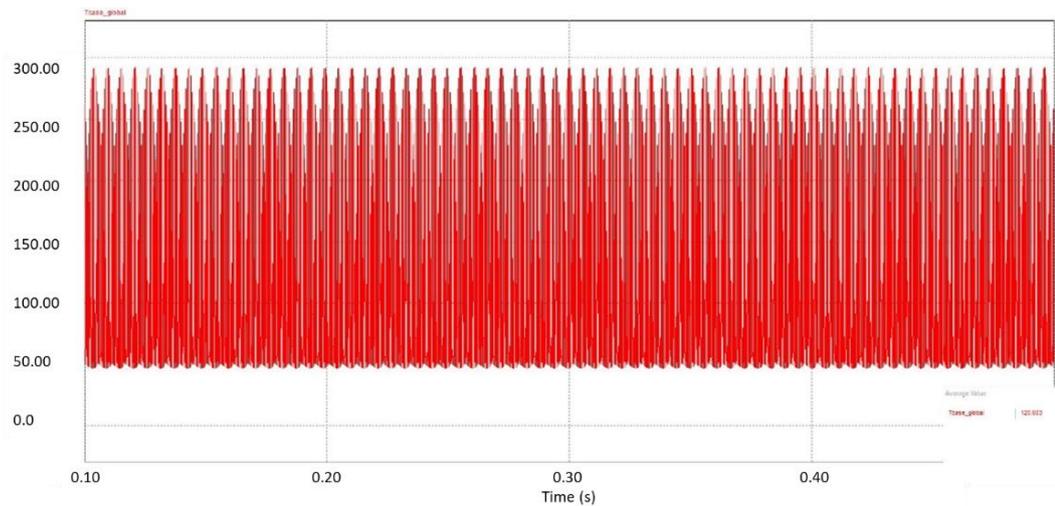


Figura 63. Temperatura de la carcasa del módulo en condiciones de máxima potencia (obtenido de PSIM)

A efectos de valor medio, las pérdidas totales en cada módulo se pueden suponer que son la sexta parte de $6P_{tot}$. Por lo tanto, si se calcula de forma analítica la temperatura media de la unión, $T_{junction}$, en cada semiconductor:

$$T_{junction} - T_{case} = P_{tot} \cdot (R_{jc} + R_{ch}) \rightarrow \text{Ecuación 14}$$

$$T_{junction} - 120.603 = \frac{795.826}{6} \cdot (0.16 + 0.1) \rightarrow T_{junction} = \mathbf{155.09}$$

$$\approx \mathbf{155\text{ }^{\circ}\text{C}}$$

Se puede observar que la temperatura en la unión en cada módulo para las condiciones más desfavorables de diseño (caso 4) resulta el valor esperado, es decir, 20°C menos que el máximo aceptado por el fabricante.

A modo complementario, se ha querido observar la diferencia respecto de las condiciones nominales del caso 1 en lo que se refiere a las pérdidas por calor del inversor que son disipadas al ambiente y la temperatura de la carcasa (véase figuras 64 y 65).

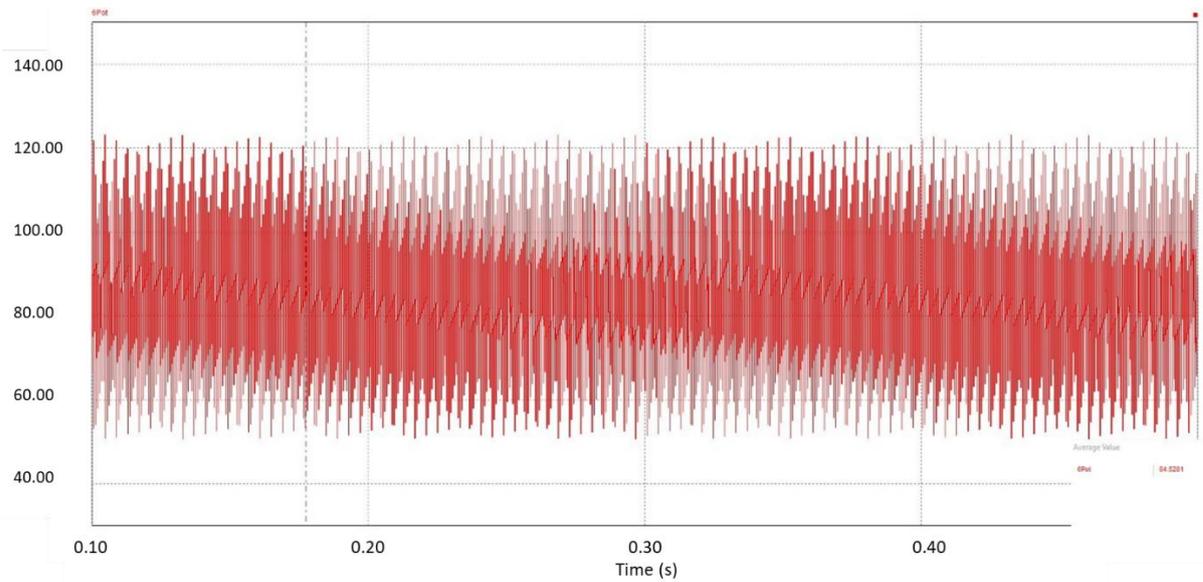


Figura 64. Caso 1 de aplicación: pérdidas de calor del inversor que son disipadas al ambiente (obtenido de PSIM)

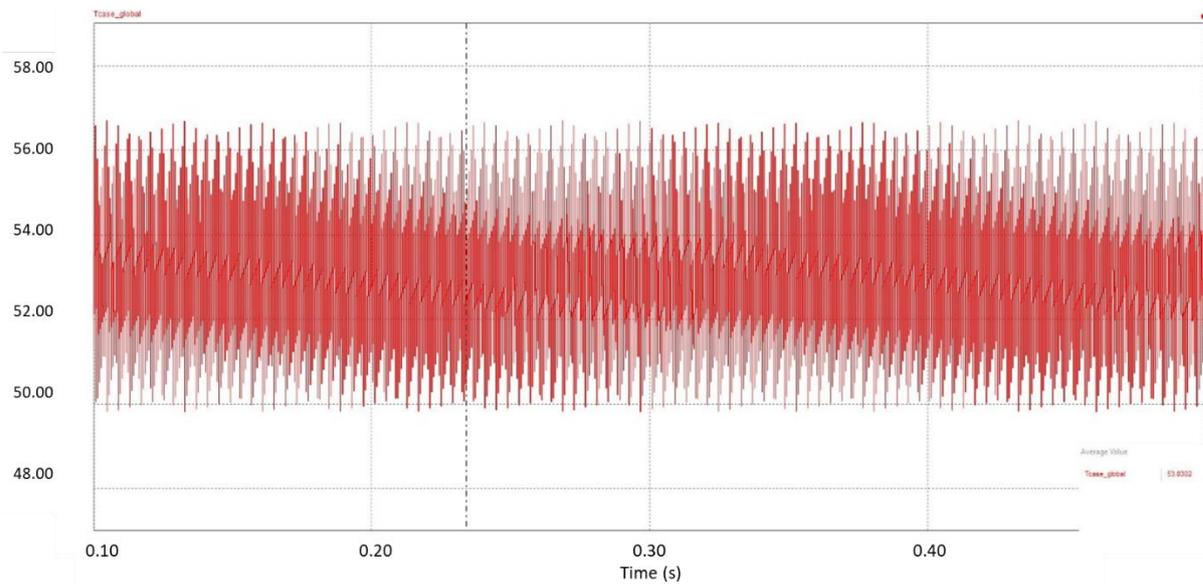


Figura 65. Caso 1 de aplicación: temperatura de la carcasa del módulo (obtenido de PSIM)

De los valores medios que se extraen de las figuras anteriores, a partir de la *Ecuación 14* se despeja el valor $T_{junction}$ para el caso 1. Se ha elaborado la siguiente tabla comparativa de los dos casos extremos:

	CASO 1	CASO 4
Pérdidas disipadas totales (W)	84.53	795.826
Temperatura de la carcasa (°C)	53.03	120.603
Temperatura de la unión (°C)	56.71	155.09

Tabla 13. Comparativa de las condiciones nominales y máximas de potencia (obtenido de PSIM)

Se hace concluir así que llevar los motores de condiciones nominales (10 kW cada motor) a condiciones pico (20 kW cada motor) supone que las uniones de los semiconductores se sobrecalienten 100 °C aproximadamente. Esto sigue sin suponer un riesgo por lo que se ha comentado previamente de que establecemos un margen de seguridad de 20 °C para que en condiciones pico no se alcance el máximo de 175 °C.

Se ha querido también observar bajo condiciones nominales (caso 1 de la *Tabla 10*) que tanto la forma de onda de la corriente como los valores que presenta son prácticamente similares a los que se obtenían en la fase preliminar (véase *Figura 39*)

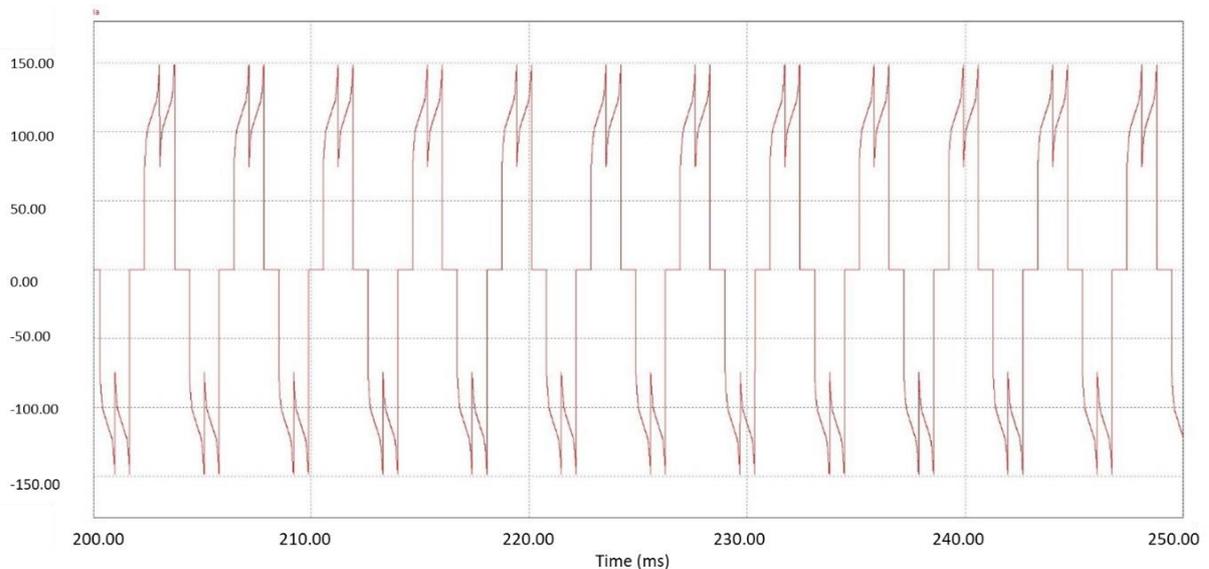


Figura 66. Fase de detalle: Corriente de fase del motor BLDC en condiciones de simulación (obtenido de PSIM)

Por último, la velocidad en régimen permanente, tanto en un caso como en otro, sigue presentando el valor deseado tras insertar módulos normalizados en lugar de los teóricos de la fase preliminar:

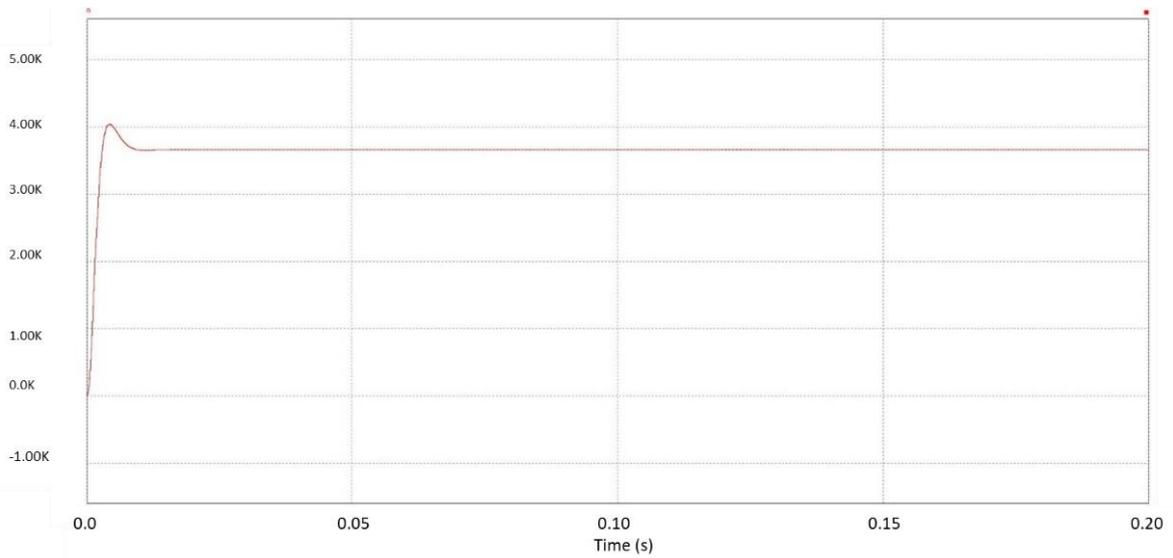


Figura 67. Fase de detalle: velocidad del motor BLDC en condiciones nominales de simulación (obtenido de PSIM)

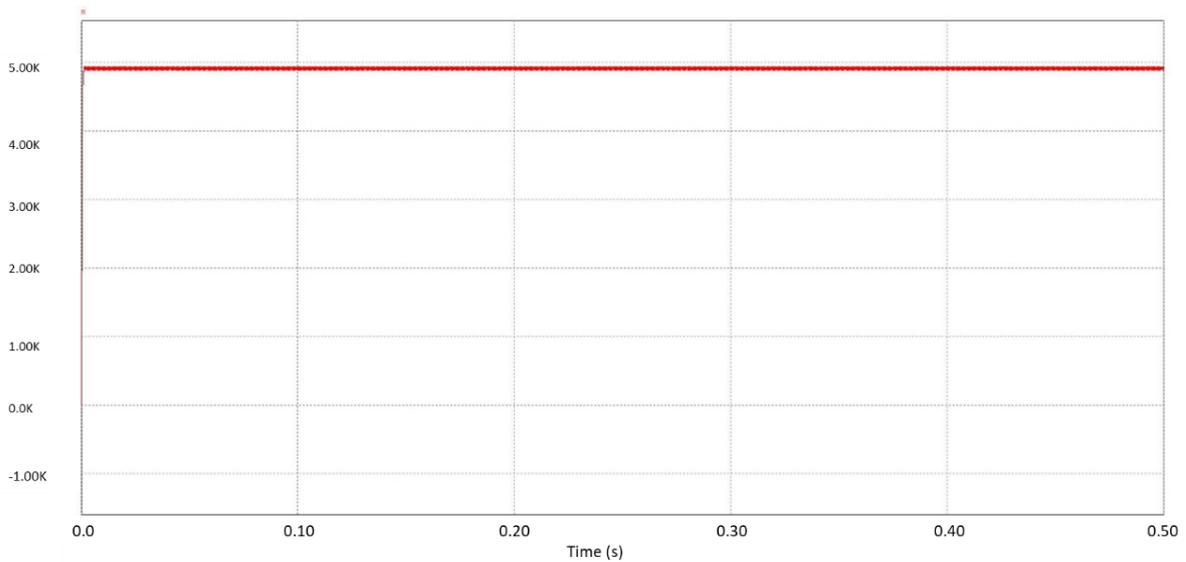


Figura 68. Fase de detalle: velocidad del motor BLDC en condiciones pico de simulación (obtenido de PSIM)

En conclusión, los módulos de potencia que se han seleccionado permiten que el motor mantenga sus prestaciones de forma exitosa y sin llegar a sobrecalentarse de forma excesiva. Además, también se ha sentado la base sobre la cual sería posible acceder a catálogo para seleccionar el disipador.

4.2.1.2. Bateria

Ya se comentó en el apartado 2.3 que el tipo de batería que debería seleccionarse es de ion-litio. En cuanto a la forma de determinar los electrodos (véase *Figura 15*), el método consistirá sencillamente en visitar páginas web de fabricantes para, partiendo de la premisa de que la batería deberá ser de ion-litio, seleccionar la que cumpla con las especificaciones eléctricas que se determinan más adelante.

Dichas especificaciones se obtienen siguiendo un proceso similar a la selección del motor (apartado 3.3), en la cual, en base a la información del kart que se toma como punto de partida (véase *Tabla 2*), las especificaciones eléctricas que tiene la batería original son las siguientes:

Parámetro	Valor
Tensión nominal	100.8 V
Capacidad/Autonomía	49.9 Ah/5 kWh
Potencia carga máxima	7 kW
Tiempo recarga	45-60 min (25-95%)

Tabla 14. Especificaciones eléctricas de la batería original (obtenido de playandrive.com)

En la *Tabla 14* puede observarse que la capacidad de la batería se da tanto en unidades de $A \cdot h$ como kWh . Dimensionalmente, aunque el concepto es el mismo, las unidades no pertenecen a la misma magnitud, ya que los 5 kWh resultan de hacer la siguiente operación:

$$\text{Capacidad (kWh)} = \text{Capacidad (Ah)} \cdot V_{\text{nominal, batería}} \quad \text{Ecuación 15}$$

Que, sustituyendo valores, resultaría el siguiente valor teórico calculado prácticamente al valor nominal que da el fabricante de 5 kWh:

$$\text{Capacidad (kWh)} = 49.9 \cdot 100.8 = 5029.92 \text{ Wh} \cong 5 \text{ kWh}$$

Por otro lado, se hace necesario conocer y calcular la tasa o ritmo de descarga que la batería es capaz de soportar, que, para quien es conocedor de la información que se suele mostrar en las hojas de fabricante, las tasas de descarga de una batería se rigen por las tasas C. Por ejemplo, una batería cuya capacidad dada por el fabricante es de 1 Ah, puede tener diferentes tasas C (el fabricante especificaría sólo una) con el siguiente significado:

- Tasa 0.5C → Entrega 500 mA durante 2 horas
- Tasa 1C → Entrega 1 A durante 1 hora
- Tasa 2C → Entrega 2 A durante 30 minutos

Por lo tanto, una mayor tasa C indica que la batería tardará menos en descargarse aportando más corriente.

Tras esta breve introducción teórica, y siendo conocedor de las especificaciones que presenta el kart original, se toma la decisión de que el paquete de baterías que se instala en la cadena de tracción presente las siguientes especificaciones:

- Autonomía global de 200 Ah.
- Tensión nominal de 96 V, la misma que el motor.
- Tiempo de descarga en condiciones nominales de alrededor de 1 hora.
- Tiempo de descarga en condiciones pico alrededor de 30 minutos.

El estudio que se realiza en el siguiente apartado consiste en determinar las tasas de carga y descarga que el paquete de batería debe proporcionar, así como el tiempo de autonomía en situación de potencia nominal y pico.

4.2.1.2.1. Estudio de la batería

Para calcular la tasa de descarga de la batería, como se ha mencionado anteriormente, se tienen en cuenta las condiciones pico y condiciones nominales.

Hay que tener en cuenta que en este caso el paquete de baterías está entregando energía a dos motores cuya potencia mecánica pico, de cada uno, es de 20 kW. Esto resulta, conociendo el rendimiento de cada motor del 90 %, una potencia eléctrica de 22.22 kW. Por lo tanto, hay que considerar la situación eléctricamente más desfavorable en la que la batería entrega una potencia eléctrica de 44.44 kW, que se redondea en 45 kW. Dado que el motor, como se ha mencionado en el apartado 3.3.2, presenta un $\cos\phi$ unitario, la potencia activa de 45 kW coincide con la aparente en kVA.

La forma de calcular la tasa de descarga es aplicando la siguiente expresión, donde C es la misma tasa de descarga:

$$C = \frac{P (W \text{ ó } A)}{\text{Capacidad } (Wh \text{ ó } Ah)} = \frac{45000 \cdot \frac{1}{96}}{200} = 2.35 \quad \text{Ecuación 16}$$

- En caso de que los dos motores BLDC trabajen de forma simultánea a potencia máxima de forma constante, la batería será capaz, dada su autonomía, de suministrar la energía necesaria durante el tiempo que se despeja de la siguiente ecuación:

$$200 \text{ Ah} = 2.35 \cdot 200 \cdot t \rightarrow t = 0.4255 \text{ h} \rightarrow 25.53 \text{ min} \cong 25 \text{ min} \quad \text{Ecuación 17}$$

Por el contrario, si estuviésemos en condiciones nominales, en la que la potencia mecánica de cada motor BLDC fuese de 10 kW, la tasa de descarga del kart sería, aplicando la Ecuación 16 de nuevo:

$$C = \frac{2 \cdot \frac{P_{mec}(W)}{\eta \cdot U_{nom}(V)}}{Capacidad (Ah)} = \frac{2 \cdot 10000 \cdot \frac{1}{0.9} \cdot \frac{1}{96}}{200} \cong 1.15$$

Lo cual, aplicando a la *Ecuación 17*, resulta en un tiempo de descarga de:

$$200 Ah = 1.15 \cdot 200 \cdot t \rightarrow t = 0.87 h \rightarrow 52.17 \text{ min} \cong 52 \text{ min}$$

Se recopilan los resultados en la siguiente tabla:

	Tasa de descarga C	Tiempo de descarga (min)
Condiciones pico	2.35	25
Condiciones nominales	1.15	52

Tabla 15. Resultados del estudio (caso 1 batería)

4.2.1.2.2. Conclusiones del estudio

Hay que tener en cuenta que el tiempo de descarga que se muestra en la *Tabla 15* bajo condiciones pico ocurriría en la situación siguiente: la batería está al 100% de carga, el kart parado y de repente el piloto lo pone en marcha a toda potencia, donde los dos motores son accionados de forma simultánea y funcionando de forma constante hasta que la batería se descarga.

Esta situación podría darse, por ejemplo, en el momento en el que el kart está tomando una recta sin frenar, pero aun así el kart llega a la siguiente curva mucho antes de que el tiempo de descarga se agote.

Se es consciente así que un paquete de baterías de 200 Ah presenta una cantidad de tiempo de autonomía que capacita al kart de poder realizar una carrera con un número de vueltas estándar sin necesidad de tener que realizar paradas indeseadas para recargar o incluso sustituir el paquete por uno nuevo. Dado que interesa, sabiendo el caso de aplicación al que está destinado el TFM, que el kart dure en pista en la medida de lo posible por tener que realizar un número determinado de pruebas y ensayos, esta prestación resulta favorable.

En conclusión, el paquete de baterías que se seleccione deberá tener, con la mayor exactitud posible (siempre teniendo presente la realidad que luego presentan los suministradores), las siguientes especificaciones:

Parámetro	Valor
Tensión nominal	96 V
Capacidad/Autonomía	200 Ah
Tasa de carga soportada	1C
Tasa de descarga soportada	2.35C

Tabla 16. Especificaciones eléctricas del paquete de baterías (elaboración propia)

En la *Tabla 16* se muestran requisitos meramente eléctricos. Evidentemente, factores como el peso, el tamaño y coste también se tienen en cuenta en la selección de la batería. Las tasas de carga/descarga mostradas son las tasas que como mínimo debe soportar la batería.

No hay que olvidar que la tensión nominal de la batería que se busca debe ser 96 V, pues es la que coincide con la nominal del motor.

4.2.1.2.3. Selección de la batería

Siguiendo los criterios de selección comentados en el anterior apartado, se ha interesado por un modelo en concreto de fabricante. En la siguiente tabla se reúnen las especificaciones más relevantes. Los datos han sido obtenidos en todo momento del enlace web que se muestra en el apartado 7. Se puede observar también la elección de los electrodos, haciendo referencia al apartado 2.3. Para poder conseguir la autonomía de 200 Ah deseada, se asocia una de estas baterías con otra idéntica en paralelo.

	Datos de la batería
Tecnología	LiFePO ₄
Tensión nominal (V)	96
Capacidad (Ah)	100
Peso (kg)	15
Aplicación	Vehículo eléctrico
Tasa de carga	1C
Tasa de descarga	5C

Tabla 17. Especificaciones de fabricante de la batería seleccionada (obtenido de Alibaba.com)

A continuación, se muestran diferentes vistas del aspecto físico que presenta la batería:



Figura 69. Diferentes vistas de la batería seleccionada (obtenido de Alibaba.com)

Viendo la *Tabla 17* y *Figura 69*, se puede afirmar que la batería presenta un peso reducido y aspecto compacto, lo cual la hace idónea para la aplicación del TFM.

Por otro lado, observando las tasas de carga y descarga que presenta, el fabricante asegura que la batería es apta para soportar las condiciones pico del kart.

4.2.1.2.4. Modelo PSIM

El modelado de la batería se ha basado en los ensayos experimentales realizados sobre unas celdas electroquímicas, de material LiFePO, dentro del marco de la asignatura optativa *Vehículos Eléctricos* que se imparte en el Máster.

El objetivo de los ensayos es el de determinar los parámetros de dicho modelo, que se trata a su vez de un circuito equivalente que presenta la siguiente configuración:

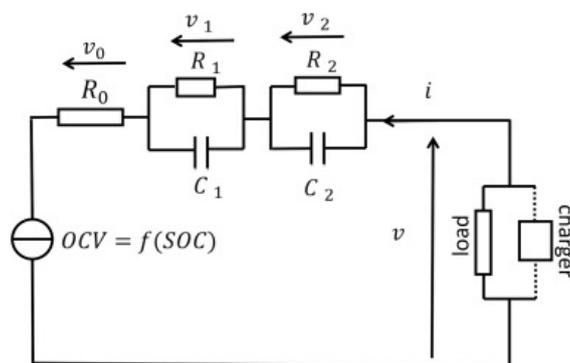


Figura 70. Modelo del circuito equivalente de una batería (obtenido de sciencedirect.com)

La explicación del circuito equivalente se hace de acuerdo con Cheng, Allafi, Dinh, Ascencio, & Marco (2018).

Los elementos principales de la batería son los típicos de cualquier equivalente de Thévenin: fuente de tensión OCV más una impedancia que se conecta en serie, R_0 . Se observa que en serie aparecen 2 circuitos adicionales, donde en cada circuito hay una resistencia, R_i , y un condensador, C_i , en paralelo. Dichas redes RC representan el orden de la constante de tiempo. El número de orden se establece siguiendo un compromiso entre la precisión del modelo y su complejidad. Para el caso de las baterías ion-litio, el orden suele ser de 2, por lo que se emplean 2 redes RC como se observa en la figura de arriba. De forma resumida:

- Circuito R_0, R_1, C_1 : representa la constante de tiempo, τ_1 .
- Circuito R_2, C_2 : representa la constante de tiempo, τ_2 .

Se asume que $\tau_1 < \tau_2$. Las resistencias R_0 , R_1 , y C_1 , representan, respectivamente, la resistencia de la batería, la transferencia del cargador y el efecto de doble capa. Dicho efecto se produce a una escala de tiempo inferior a 10 segundos

Por otro lado, la red R_2 - C_2 representan el llamado efecto de difusión de la batería que se produce a una escala de mayor que la anterior.

En la asignatura *Vehículos Eléctricos* que se imparte en el Máster de Ingeniería Industrial, una de las experiencias que se hicieron fue el de someter a una batería ion-litio LiFePO a un escalón de carga de 10 A. Es de esperar, que, ante un escalón positivo de corriente demandada, la tensión baje. El resultado se visualiza en la *Figura 71*. Cada subdivisión en vertical corresponde con 200 mV/div, mientras que en horizontal corresponde con 2 s/div. Los datos de la batería ensayada son los siguientes:

Características de la batería
3 celdas en serie
3.7 V/celda
1 Ah/celda

Tabla 18. Especificaciones de la batería ensayada en caso experimental (obtenido de apuntes de la asignatura Vehículos Eléctricos)

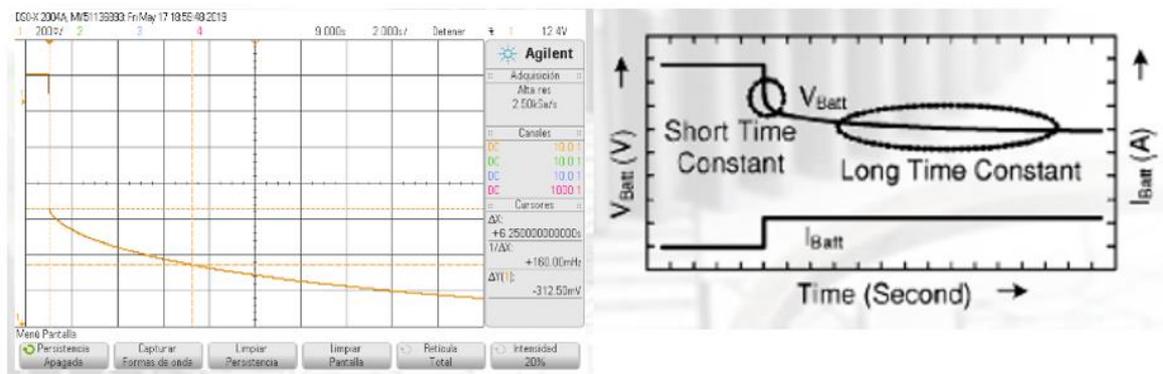


Figura 71. Resultado experimental de la batería (obtenido de apuntes de la asignatura Vehículos Eléctricos)

Se observa cómo efectivamente la tensión decrece hasta un cierto valor. No obstante, lo interesante aquí no es el hecho de que la tensión baje, sino la forma en que lo hace. Y es que en esta bajada de escalón se visualizan los dos efectos transitorios descritos anteriormente, el de constante de tiempo pequeña τ_1 , y el grande, τ_2 . Observando que en cada efecto transitorio sólo interviene la rama R-C correspondiente, resulta fácil entonces calcular para cada zona los parámetros del modelo de la batería.

En este caso, dichos parámetros ya fueron obtenidos en las prácticas de laboratorio de la asignatura. Se calcularían de la siguiente forma:

- Cálculo R_0 , R_1 y R_2 : se obtienen de la común ley de Ohm:

$$\Delta U = R \cdot I$$

Ecuación 18

El valor de corriente, I , es constante de 10 A. La caída de tensión se determina visualizando el gráfico de la anterior figura. Se obtienen así los valores resistivos despejando de la *Ecuación 18*, teniendo en cuenta que las 3 celdas están en serie:

$$R_{0,3s} = \frac{750 \text{ mV}}{10 \text{ A}} = 75 \text{ m}\Omega \rightarrow R_{0,1} = \frac{75 \text{ m}\Omega}{3} = 25 \text{ m}\Omega$$

$$R_{1,3s} = \frac{300 \text{ mV}}{10 \text{ A}} = 30 \text{ m}\Omega \rightarrow R_{1,1} = \frac{30 \text{ m}\Omega}{3} = 10 \text{ m}\Omega$$

$$R_{2,3s} = \frac{150 \text{ mV}}{10 \text{ A}} = 15 \text{ m}\Omega \rightarrow R_{2,1} = \frac{15 \text{ m}\Omega}{3} = 5 \text{ m}\Omega$$

- Cálculo de C_1 y C_2 : Se obtienen despejando de la definición de constante de tiempo, τ :

$$\tau = R \cdot C$$

Ecuación 19

La constante de tiempo se define como el valor de tiempo para el cual, durante un transitorio dado, se alcanza el 63% del valor en régimen permanente. Los valores τ_1 y τ_2 resultan, respectivamente, 3 y 8 segundos. Dado que el comportamiento dinámico de la batería es el mismo tanto a nivel celda como a nivel configuración en serie, el valor de τ será constante.

En este TFM se va a suponer, como procedimiento válido, extrapolar dichos datos de resistencias y capacidades a los de la batería seleccionada en el anterior apartado. Sabiendo que la tensión de la batería es de 96 V, resulta en un número de celdas de:

$$n_{\text{celdas}} = \frac{96 \text{ V}}{3.7 \text{ V/celda}} = 25.95 \approx 26 \text{ celdas en serie}$$

Ecuación 20

Aquí es importante destacar que la batería del laboratorio presenta una capacidad por celda de 1 Ah. Sin embargo, la batería seleccionada presenta una capacidad de 100 Ah. Al ser la capacidad por celda 100 veces mayor, la resistencia por celda lo será de forma inversa. En definitiva, la resistencia de la batería en conjunto será:

$$R_{0,\text{batería}} = 26 \cdot \frac{R_{0,1}}{100} = 6.5 \text{ m}\Omega$$

$$R_{1,\text{batería}} = 26 \cdot \frac{R_{1,1}}{100} = 2.6 \text{ m}\Omega$$

$$R_{2,bateria} = 26 \cdot \frac{R_{2,1}}{100} = 1.3 \text{ m}\Omega$$

Los valores de C_1 y C_2 se obtienen despejando de la *Ecuación 19*, y son, respectivamente, 1153.85 F y 6153.85 F. Se listan así en la siguiente tabla los parámetros del modelo equivalente de cada una de las dos baterías, siguiendo la nomenclatura del circuito de la *Figura 70*:

Parámetro	Valor
R_0	6.5 mΩ
R_1	2.6 mΩ
R_2	1.3 mΩ
C_1	1153.85 F
C_2	6153.85 F

Tabla 19. Parámetros del modelo equivalente de la batería seleccionada

Las dos baterías se modelizarían e implementarían en PSIM como se puede ver más adelante en la *Figura 73*.

4.2.1.3. Condensadores del bus de continua

En este apartado se explica cómo se han seleccionado los condensadores del bus de continua, elementos que en la práctica resultan indispensables. De acuerdo con el artículo *Inverter DC Link Capacitor Selection* (2019), el bus de continua tiene dos funciones principales:

- Ofrecer un camino de baja impedancia para armónicos de corriente de alta frecuencia que aparecen debido principalmente a la alta frecuencia de conmutación.
- Atenuar el rizado de tensión, y por lo tanto el de la corriente de fase. Esto resulta de importancia capital controlarlo, ya que el rizado de corriente provoca un rizado en el par motor, lo cual resulta, entre otros asuntos, en pares pulsantes que provocan sobrecalentamientos innecesarios en los devanados del motor.

Este apartado trata de obtener la capacidad global mínima necesaria. Una vez obtenida ésta, se procede a plantear una configuración en paralelo de condensadores unitarios sacados de fabricante. Este procedimiento incluye también la decisión acerca del tipo de tecnología de los condensadores (electrolíticos, polipropileno...).

Los criterios de diseño que se han tenido en cuenta a la hora de dimensionar el condensador son:

- **Rizado de corriente:** un elevado rizado no controlado por la alta frecuencia de ciclo de carga-descarga de la batería puede provocar unos sobrecalentamientos excesivos tanto para los terminales como el interior del condensador.
- **Tensión nominal:** normalmente a la tensión nominal del motor (96 V) se le aplica un factor de seguridad de 1.1, por lo que la tensión nominal del bus de continua debe ser en torno a 105.6 V.

- **Capacidad nominal:** no existe un requisito inicial en cuanto a un valor mínimo o máximo que debe presentar la capacidad del bus de continua. Ésta se obtendrá de forma analítica y por simulación, como se verá en el apartado siguiente.

4.2.1.3.1. Obtención del modelo PSIM teórico

En este apartado se muestran los resultados de ensayo para determinar la capacidad teórica necesaria que debe tener como mínimo el bus de continua para presentar un rizado de tensión y corriente en unos límites aceptables.

Se ha dimensionado la capacidad teórica únicamente para el caso más desfavorable, que es el 4. Esto se ha decidido así, ya que el rizado de par, y por lo tanto de corriente/tensión, se acentúa ante el aumento de velocidad (Nam, 2020), por lo que, dimensionando la capacidad para este caso, se asegura que también se cumpla para el resto de casos. Para conocer la capacidad teórica necesaria, se realiza la simulación cuyo esquema puede visualizarse al completo en la *Figura 79*.

Tras ejecutar la simulación, se realiza el desarrollo de Fourier de la corriente en continua que suministran las baterías, I_{dc} , que, debido a la frecuencia de conmutación y a los transitorios de tensión que produce la activación/desactivación de los sensores Hall, presenta un alto rizado sin la implementación del bus de continua. Los resultados son los siguientes:

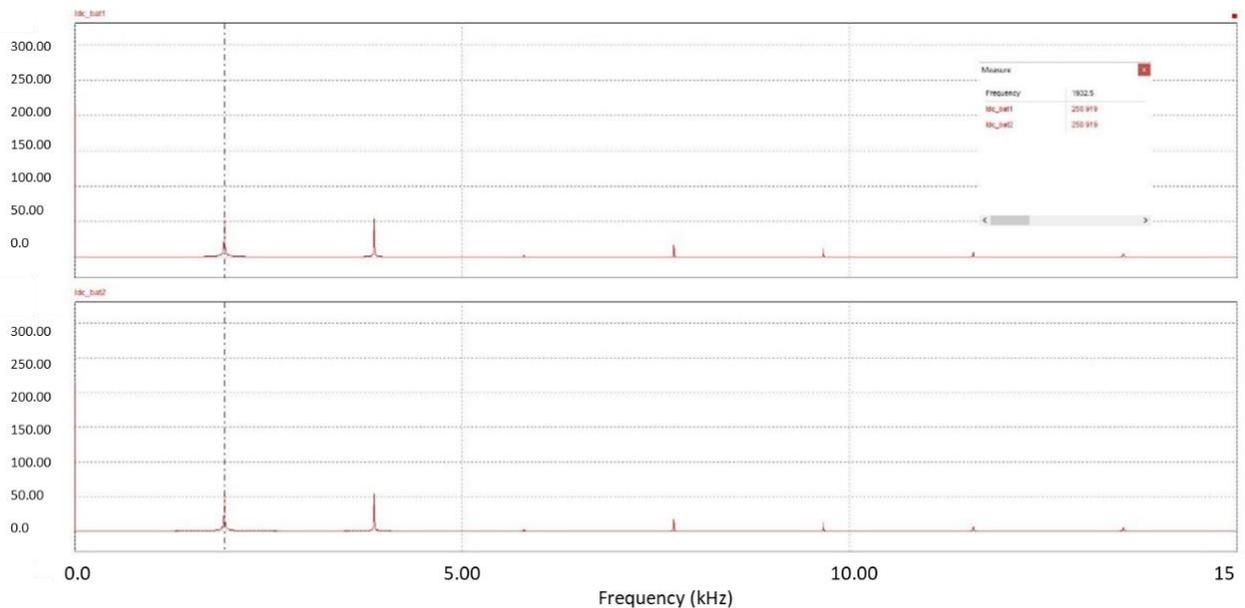


Figura 72. Caso 4: desarrollo de Fourier de la corriente I_{dc} sin conectar el bus de continua (obtenido de PSIM)

El armónico más problemático, referenciando a la *Figura 72*, que causa el rizado se da a una frecuencia de 1932,5 Hz con un nivel de amplitud considerable. Por lo tanto, la forma de reducir el rizado es obtener la impedancia equivalente del paquete de baterías para dicha frecuencia, y una vez obtenida ésta se calcula la capacidad del bus de continua para un valor de impedancia (y frecuencia de 1932.5 Hz) sustancialmente menor al del paquete.

De esta forma, se facilita el camino de corriente a partir de dicho valor de frecuencia por el bus de continua y así la corriente que suministra la batería presentará un menor rizado.

Dado que las dos baterías en paralelo con el condensador son idénticas, la impedancia equivalente de éstas es la mitad de la equivalente a una batería. Observando el circuito de la *Figura 73*, la impedancia resulta:

$$\begin{aligned}
 Z_{eq,2 \text{ baterías}}(f = 1932.5 \text{ Hz}) &= \frac{1}{2} \cdot Z_{eq,1 \text{ batería}} && \text{Ecuación 21} \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \left(R_0 + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1}}} + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2}}} \right) \\
 &= 3.25 \text{ m}\Omega
 \end{aligned}$$

El criterio que se ha establecido en este TFM es que la impedancia del bus de continua sea, para este nivel de frecuencia, del orden de 10 veces menor. Por lo tanto, de la siguiente ecuación resulta sencillo despejar el valor de la capacidad teórica necesaria:

$$\begin{aligned}
 Z_{eq,DClink}(f = 1932.5 \text{ Hz}) &= \frac{Z_{eq,2 \text{ baterías}}}{10} = 0.325 \text{ m}\Omega \\
 &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{teórica}} \rightarrow C_{teórica} = 253.4 \text{ mF} && \text{Ecuación 22}
 \end{aligned}$$

Si se implementa un bus de continua teórico en paralelo con las dos baterías (véase *Figura 73*), tras ejecutar la simulación se observa en la *Figura 74* en el caso 1 cómo el rizado que presenta al corriente de las baterías es mínimo, con una oscilación en torno al 3%.

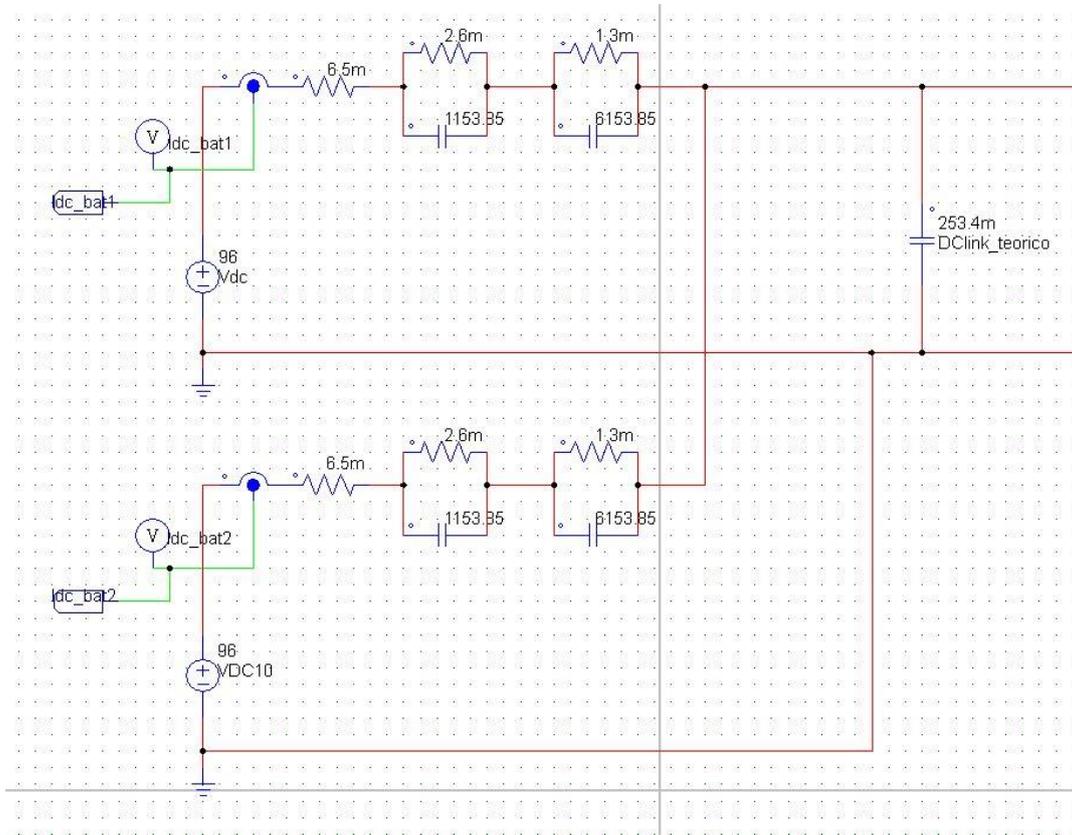


Figura 73. Modelo en PSIM de las baterías en conectadas en paralelo con el bus de continua teórico (obtenido de PSIM)

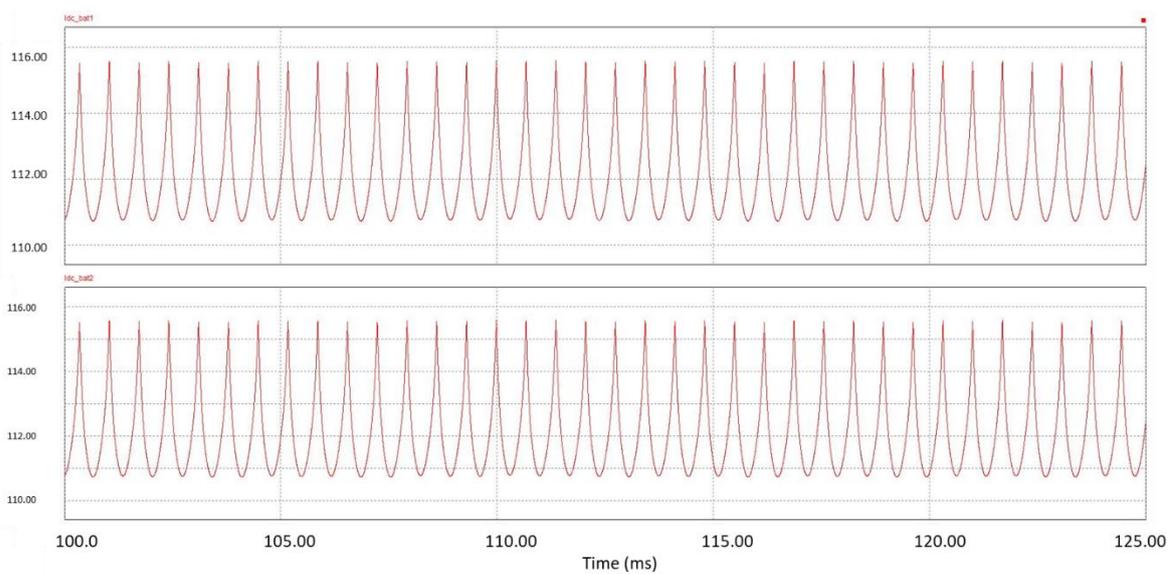


Figura 74. Caso 1: rizado de corriente I_{dc} tras implementación del bus de continua teórico de valor 253.4 mF (obtenido de PSIM)

Complementando a lo anterior, si se realiza el desarrollo de Fourier del anterior caso, se puede visualizar que éste es prácticamente inexistente:

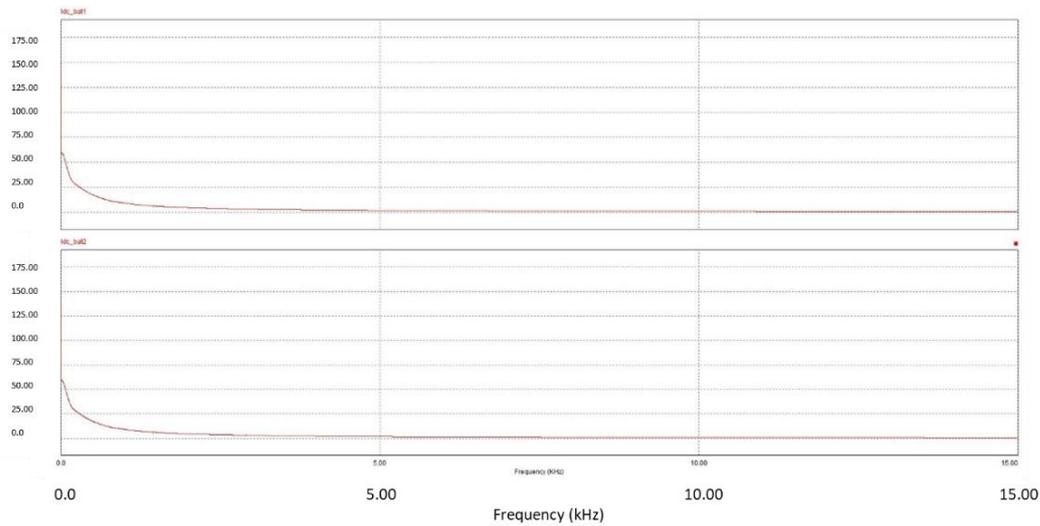


Figura 75. Caso 1: desarrollo de Fourier de la corriente I_{dc} tras conectar bus de continua teórico de valor 253.4 mF (obtenido de PSIM)

Si se representa el desarrollo de Fourier del caso 4, se observa que aún presenta un cierto contenido de rizado para la frecuencia considerada, pero la amplitud del armónico ha disminuido en torno al 90 % respecto al caso en el que no había bus de continua (Figura 66).

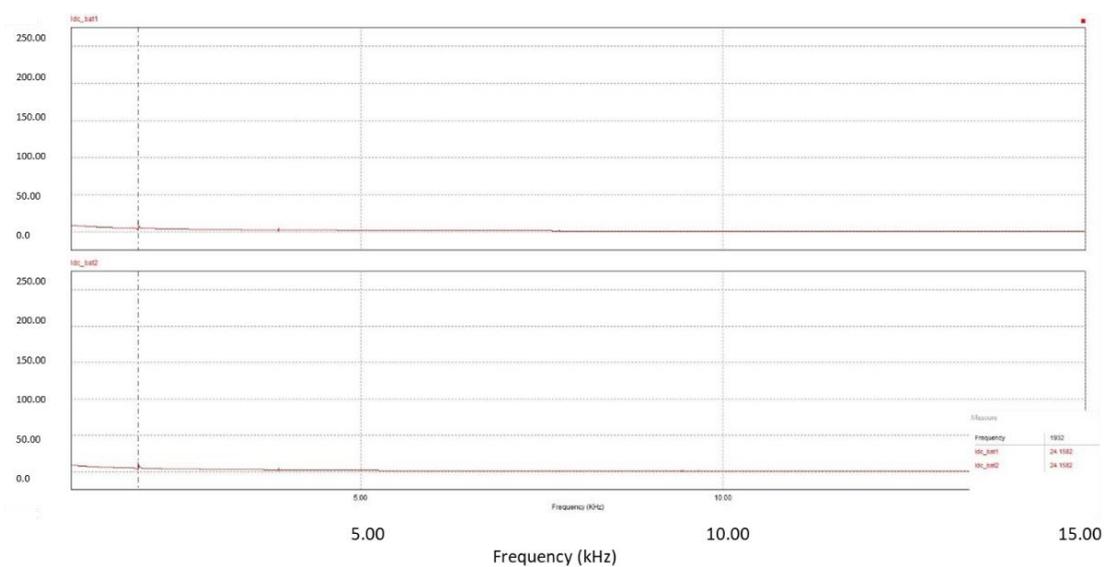


Figura 76. Caso 4: desarrollo de Fourier de la corriente I_{dc} tras conectar bus de continua teórico de valor 253.4 mF (obtenido de PSIM)

4.2.1.3.2. Selección del condensador

Tras consultar varios catálogos, se ha procedido a seleccionar el siguiente condensador unitario del fabricante *Vishay*®:



Figura 77. Condensador electrolítico seleccionado (obtenido de farnell.com)

Dado que la capacidad teórica obtenida *Ecuación 22* presenta un valor elevado, se ha descartado de forma inmediata hacer uso de otros tipos de condensadores como los cerámicos, ya que, si bien es cierto que soportan una mayor tensión que los electrolíticos, su capacidad es mucho menor. Por lo tanto, se ha optado por los de tipo electrolítico.

Dentro de esta hoja, se ha buscado un compromiso entre un valor adecuado de capacidad nominal y a la vez no presentar un tamaño excesivo, lo cual resulta crítico cuando el caso de aplicación se trata de un kart. Se selecciona el siguiente condensador con las siguientes especificaciones:

Parámetro	Valor
Capacidad nominal	33 mF
ESR	8 mΩ
Tensión nominal	100 V
Tamaño (Diámetro x Longitud en mm)	76 x 146 mm

Tabla 20. Especificaciones del condensador unitario (obtenido de farnell.com)

El número de condensadores necesarios para alcanzar la capacidad teórica mínima, $C_{teórica}$, será:

$$n_{condensadores} = \frac{C_{teórica}}{C_{unitaria}} = \frac{253.4 \text{ mF}}{33 \text{ mF}} = 7.68 \rightarrow 8 \text{ condensadores} \quad \text{Ecuación 23}$$

Dichos condensadores se asociarán en paralelo para mantener el mismo nivel de tensión (100 V) y presentar el conjunto una capacidad normalizada, C_{norm} , de valor:

$$C_{norm} = n_{condensadores} \cdot C_{unitaria} = 8 \cdot 33 = 264 \text{ mF}$$

Ecuación 24

Hay que tener en cuenta que el modelo normalizado del condensador tiene en cuenta una resistencia comúnmente conocida como *resistencia serie equivalente (ESR)*, donde ésta simboliza el calentamiento por disipación de calor del condensador. El valor de la resistencia *ESR* la proporciona el fabricante en su hoja de características, de valor 8 mΩ.

En definitiva, el modelo que se implementa en PSIM reflejando el bus de 8 condensadores en paralelo, se representa como una única capacidad de valor 264 mF con una resistencia en serie de valor 1 mΩ, ya que, al conectar en paralelo condensadores de características idénticas, la resistencia *ESR* se divide entre el número de condensadores que haya, mientras que la capacidad se multiplica.

4.2.1.4. Implementación del bus de continua y las baterías en PSIM

Tras la explicación de los apartados 4.2.1.2 y 4.2.1.3, la implementación en PSIM, tanto del modelo de las baterías como del bus de continua presenta el siguiente aspecto:

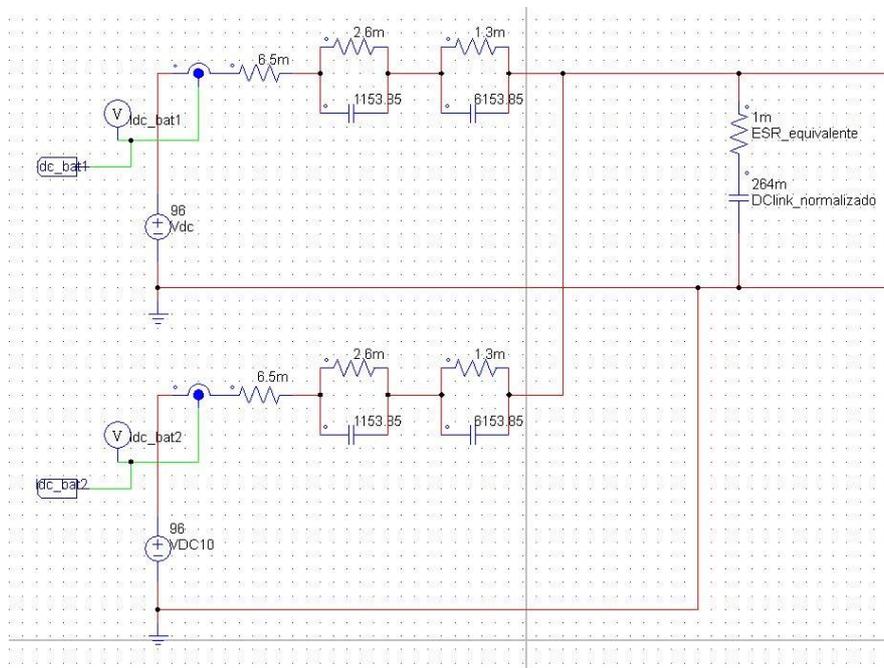


Figura 78. Modelo en PSIM de las baterías en conectadas en paralelo con el bus de continua normalizado (obtenido de PSIM)

4.2.2. Resultados de las simulaciones del modelo final

Tras la implementación del esquema que representa el modelo final (*Figura 79*), incluyendo las baterías, condensadores normalizados así como un disipador por cada inversor, se han hecho una serie de simulaciones para ver cómo todo el conjunto final (motores, convertidores, baterías, disipadores teóricos y condensadores del bus de continua) hacen que la cadena de tracción funcione de forma correcta y esperada.

En primer lugar, se puede observar en mayor detalle en la *Figura 80*, siendo fiel al esquema de la *Figura 16*, la forma en la que se consigue, del bus de continua, conectar en paralelo los dos motores BLDC idénticos.

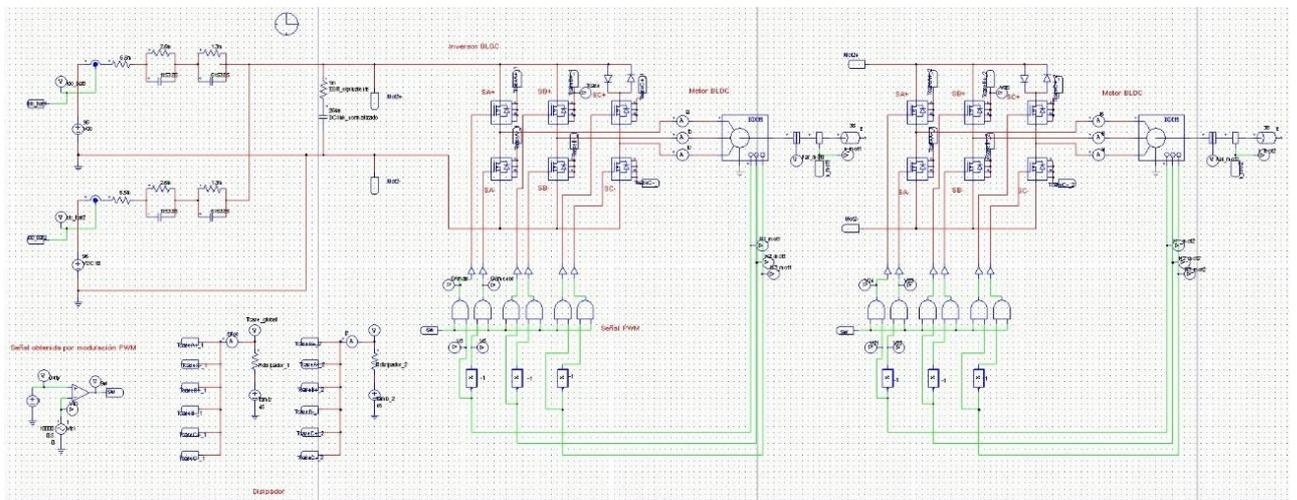


Figura 79. Esquema final de PSIM

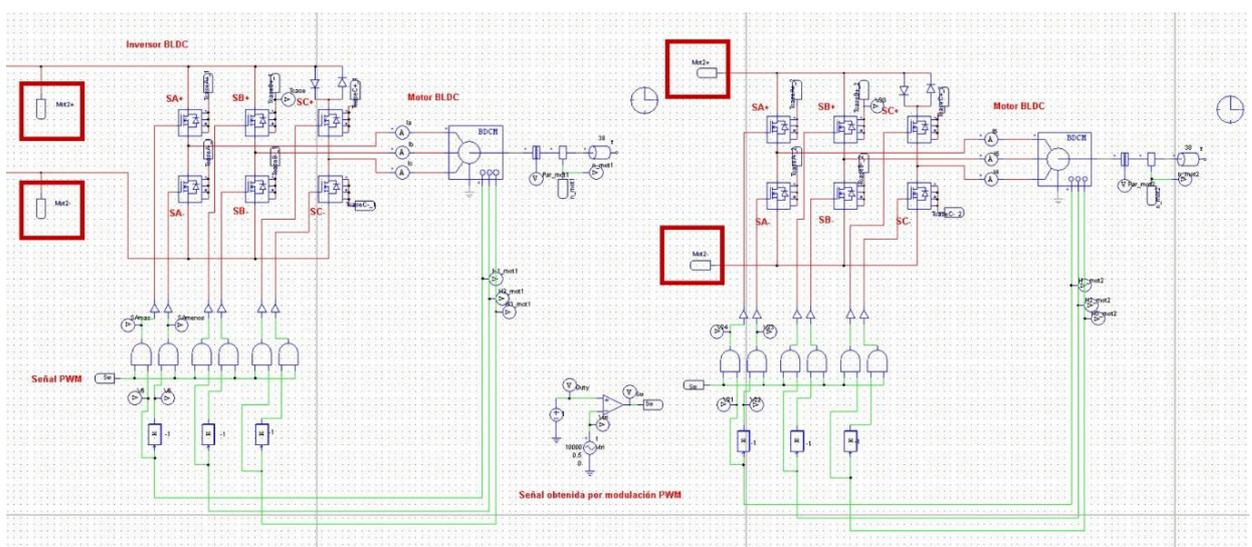


Figura 80. Conexión en paralelo de los dos motores con el bus de continua (obtenido de PSIM)

Además, la temperatura de la unión en cada módulo se sigue obteniendo de la misma forma explicada en el apartado 4.2.1.1.1, además de que se han implementado los 2 disipadores teóricos obtenidos en dicho apartado:

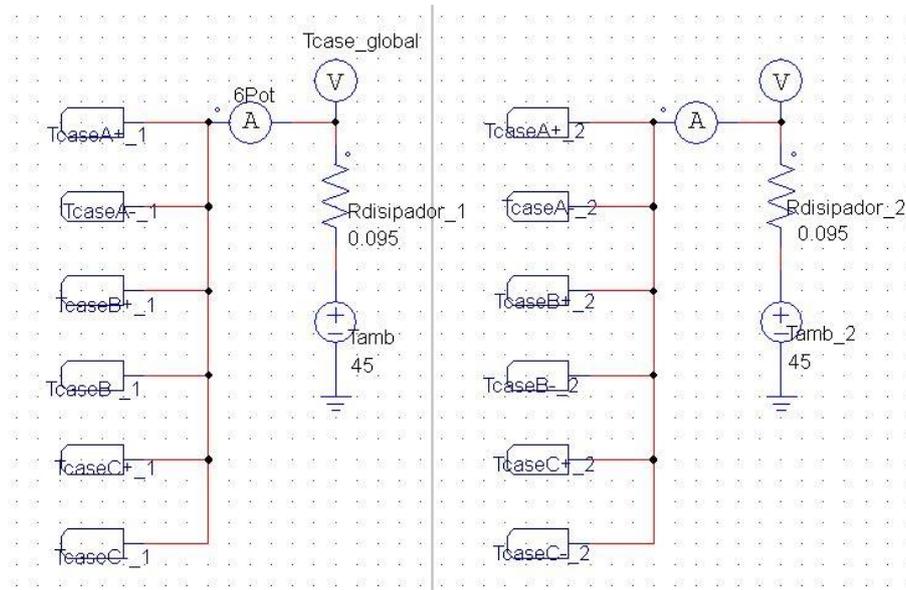


Figura 81. Implementación de los disipadores teóricos en el esquema final (obtenido de PSIM)

Una vez explicado lo anterior, y tras ejecutar la simulación, el rizado de corriente de las baterías, en el caso 1, continúa siendo favorable, como puede verse en las dos siguientes figuras:

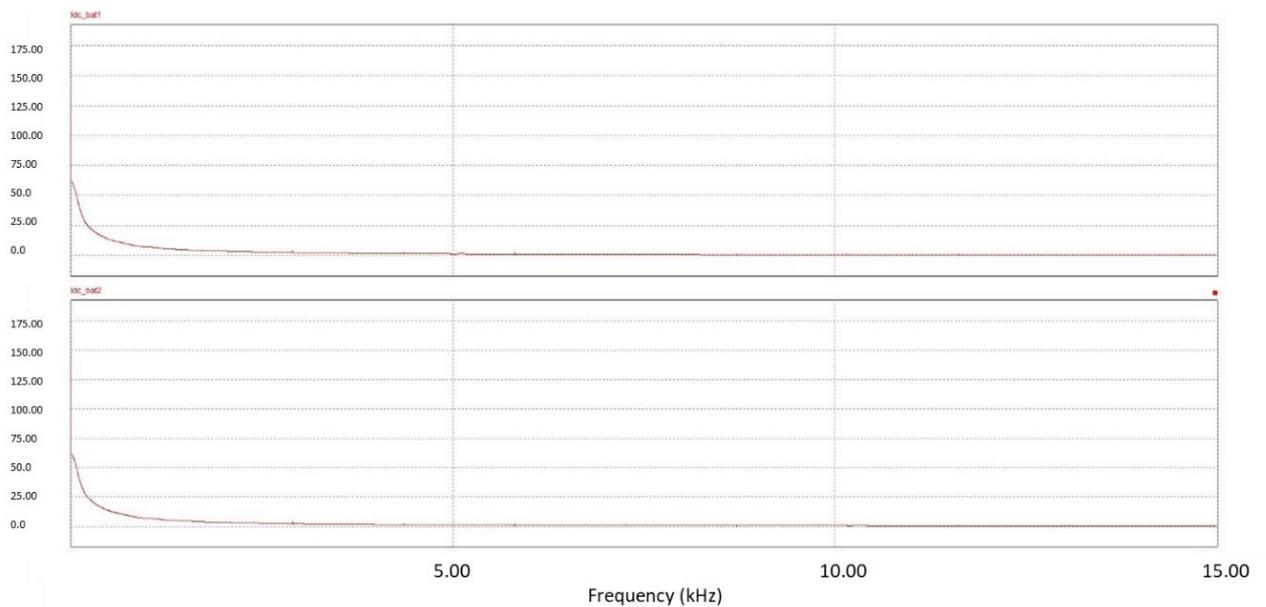


Figura 82. Caso 1: desarrollo de Fourier de la corriente I_{dc} tras conectar bus de continua normalizado (obtenido de PSIM)

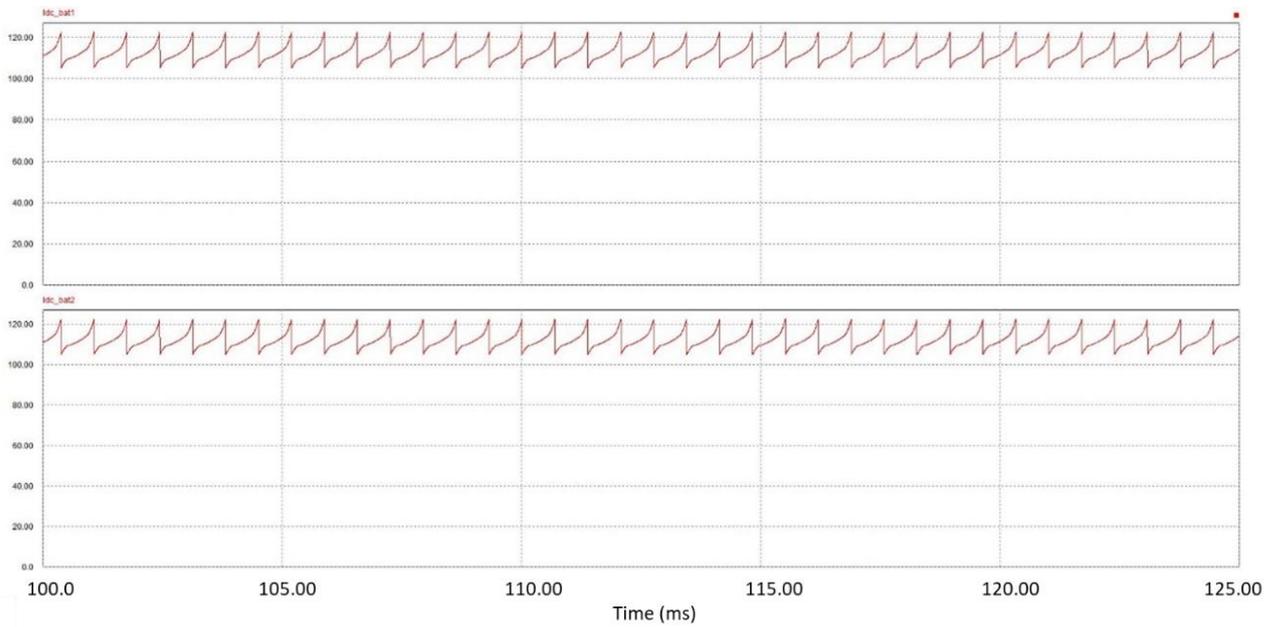


Figura 83. Caso 1: rizado de corriente I_{dc} tras implementación del bus de continua normalizado (obtenido de PSIM)

Por otro lado, debido a la existencia de la resistencia parásita en serie con el condensador, provoca un aumento en el rizado de la corriente en condiciones de máxima velocidad y potencia de los motores respecto del caso anterior (véase Figura 76):

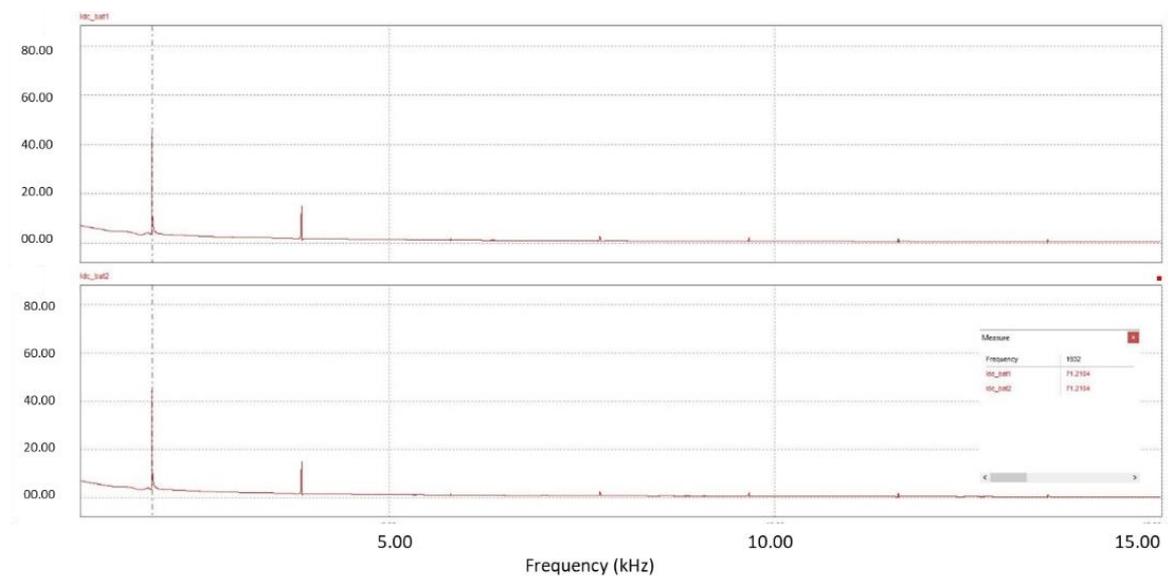


Figura 84. Caso 4: desarrollo de Fourier de la corriente I_{dc} tras conectar bus de continua normalizado (obtenido de PSIM)

Se elabora la siguiente tabla donde se compara, para el caso 4, la amplitud del armónico a la frecuencia de estudio, 1932.5 Hz, en los siguientes escenarios:

	Amplitud del armónico a frecuencia 1932.5 Hz
DC-link teórico (253.4 mF)	24.16 A
DC-link normalizado (264 mF en serie con 1 mΩ)	71.22 A

Tabla 21. Caso 4: reducción del rizado de corriente en los dos casos

También se ha vuelto a realizar un breve estudio térmico donde se reflejan las pérdidas y temperatura de las uniones, en valor medio bajo las condiciones más desfavorables (caso 4) y nominales (caso 1) en dos situaciones: el caso del apartado 4.2.1.1 y el del presente apartado donde se tiene en consideración la etapa compuesta por las baterías y condensadores que presentan impedancias no despreciables.

	CASO 1 (teórico)	CASO 1 (real)	CASO 4 (teórico)	CASO 4 (real)
Pérdidas reales disipadas (W)	84.53	84.53	795.826	743.9
Temperatura en la carcasa (°C)	53.03	53.03	120.603	115.67
Temperatura real en la unión (°C)	56.71	56.71	155.09	147.91

Tabla 22. Estudio térmico de la fase final

Ya por acabar, se ha visualizado la velocidad de uno de los motores (el otro funciona de forma idéntica) bajo condiciones de plena carga nominal (caso 1) y máxima (caso 4):

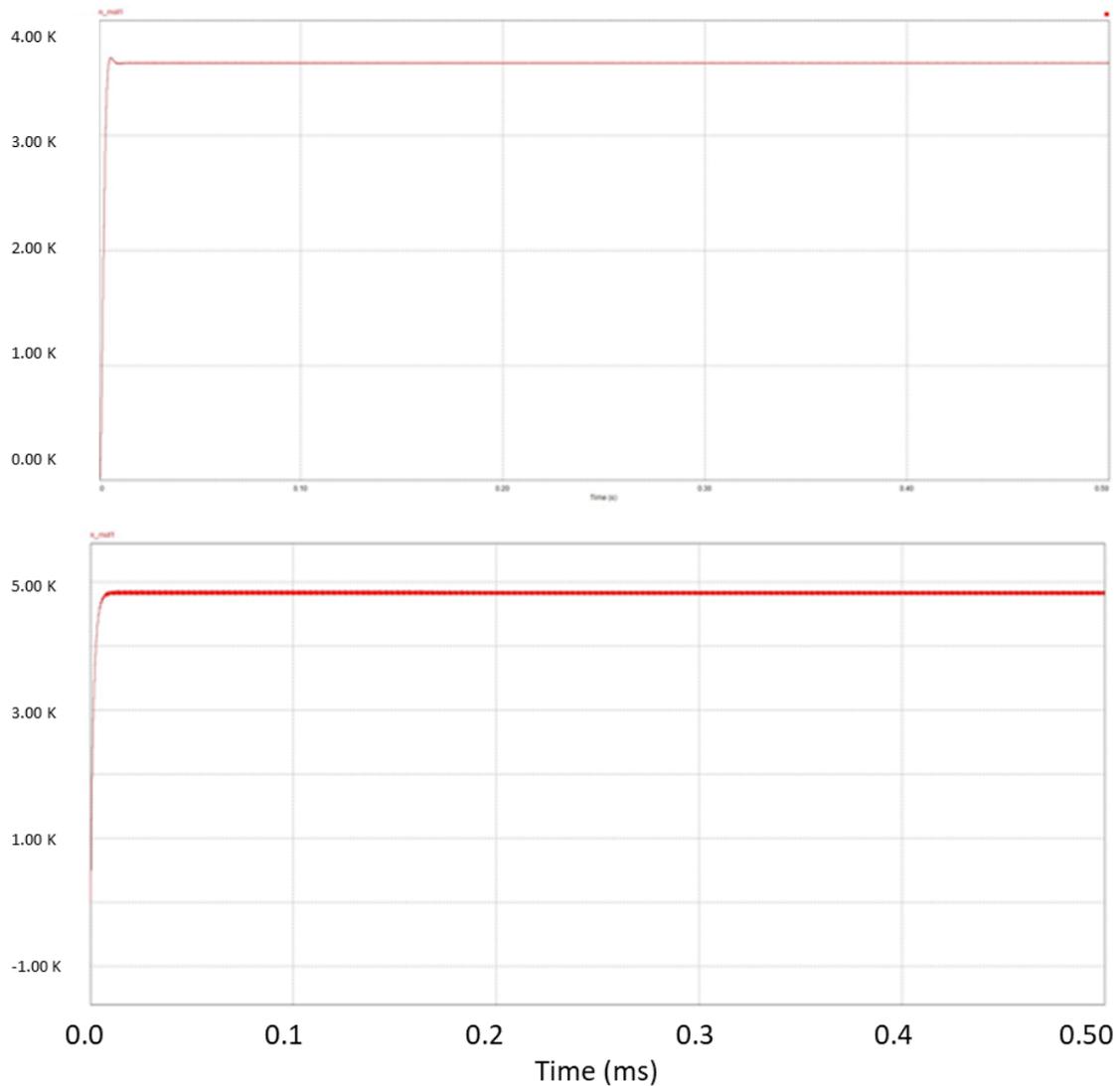


Figura 85. Velocidades del motor bajo condiciones de potencia nominal 10 kW (arriba) y máxima 20 kW (abajo)

Se hace constatar, en la figura anterior, cómo al aumentar la velocidad, por el comportamiento que presenta el motor BLDC, el rizado se ve acentuado en la velocidad también (Nam, 2020).

5. Ubicación de los elementos de la cadena de tracción

Tras la definición de los elementos principales de la cadena de tracción acotados por el alcance que ha permitido el TFM, se ha elaborado una propuesta de *layout* de dichos elementos en el espacio sobre un kart modelo obtenido de González (2011).

Se desea dejar claro que el propósito del layout es meramente informativo a nivel de mostrar dónde se tiene pensado ubicar cada elemento. Si se quisiese verificar que los equipos

seleccionados casan bien a nivel de volumen ocupado en el kart, se tendría que buscar un chasis adecuado del kart, acceder a planos, observar dimensiones... lo cual queda fuera de alcance del TFM.

Se ha planteado la distribución de la forma siguiente:

- Se coloca cada inversor (conjunto formado por el puente de módulos más los condensadores) a cada lado del kart. Hay que tener en cuenta que el bus de continua es único, no hay dos.
- Para la ubicación de los dos motores BLDC, no cabe duda que éstos deben situarse lo más próximo posible a las ruedas del eje trasero para que la transmisión no presente un tamaño y longitud excesivos.
- Por último, las baterías deciden ubicarse en los laterales del kart.

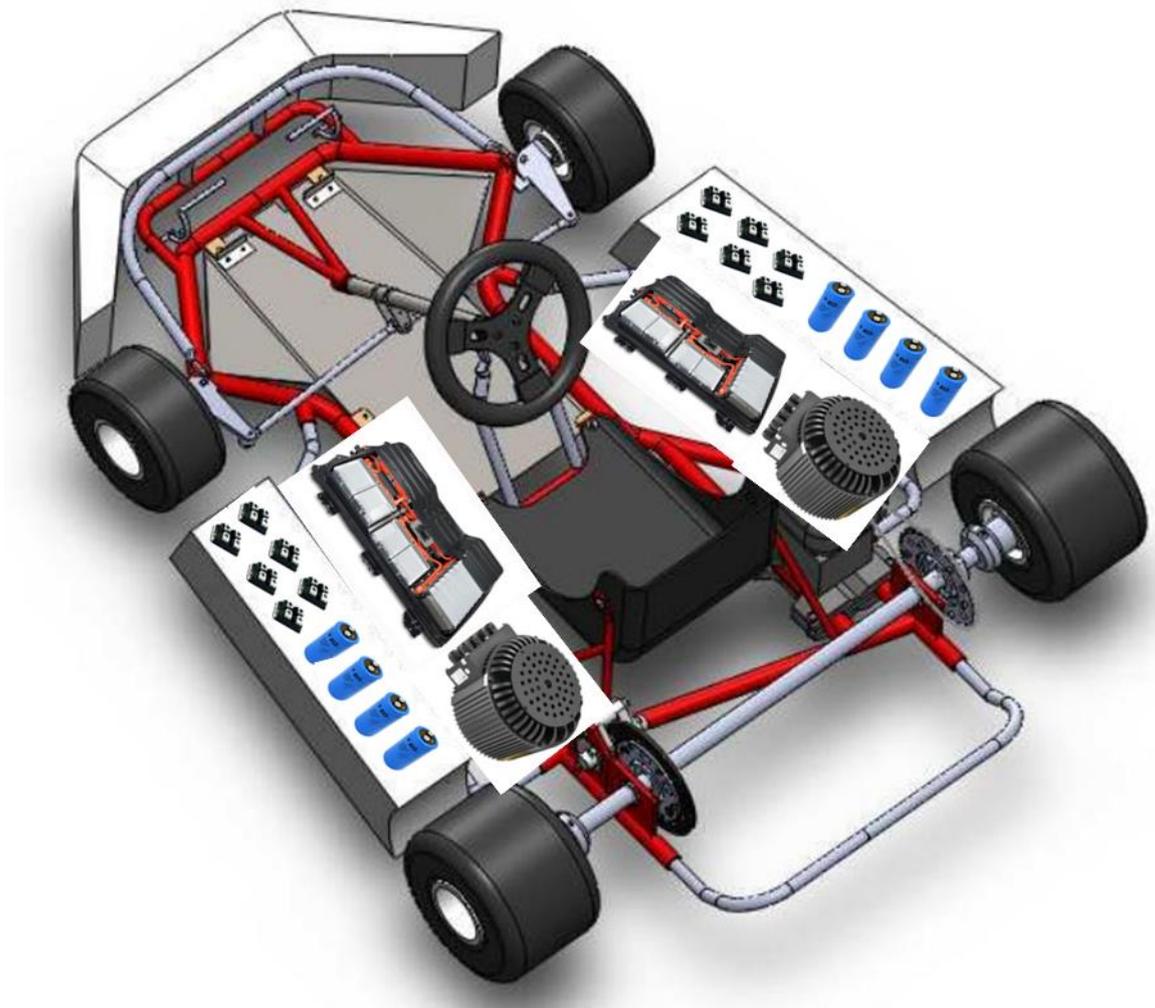


Figura 86. Propuesta de layout de la cadena de tracción (elaboración propia)

6. Conclusiones

Se es consciente en todo momento que el alcance que tiene el trabajo no ha permitido poder realizar un diseño completo que contemplaría muchas otras tareas como diseño de los lazos de control, diseño y trazado del cableado de potencia y de control, estudio de distancias y volúmenes, búsqueda de un chasis del kart adecuado donde casen bien los equipos, diseño de la carcasa y placa base del convertidor...

No obstante, se considera que, teniendo en cuenta que al final el contexto del TFM nunca va a dejar de desprenderse de lo académico, con las limitaciones que ello conlleva, se han cumplido los objetivos establecidos por el alcance, donde los elementos principales del convertidor (bus de continua y módulos de potencia) más aparte los equipos principales de la cadena (motores y baterías) se han definido apoyados en una base rigurosa y científica como artículos de investigación y libros técnicos, donde a su vez se refuerza el hecho de observar que bajo simulación funciona de forma correcta.

Además, para pretender que las simulaciones se ajusten lo más posible a la realidad, los siguientes equipos no se han modelado únicamente como casos ideales, sino que se han modelado como elementos que presentan pérdidas que hacen perder la eficiencia global de la cadena:

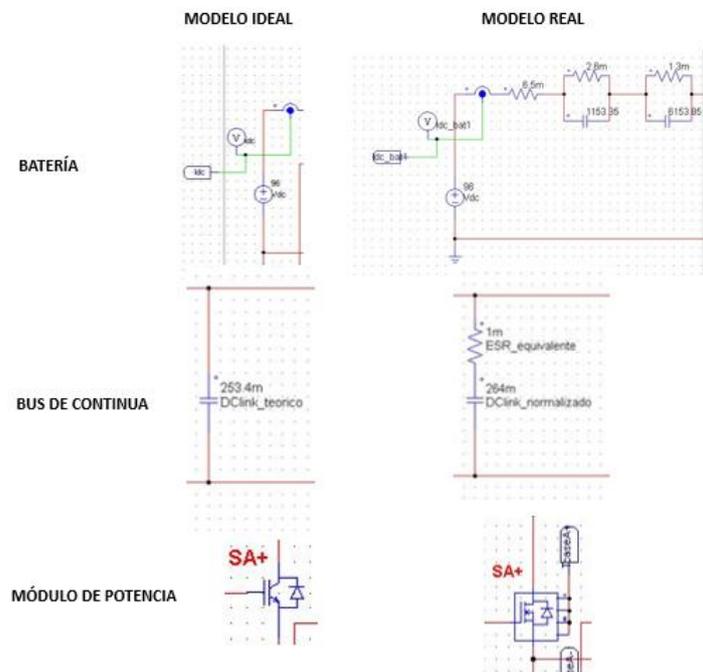


Figura 87. Modelos, ideal y real, simulados en PSIM (obtenido de PSIM)

Por lo tanto, las simulaciones, que han representado el eje principal del TFM, pueden considerarse como válidas y aptas para constatar que todos los elementos seleccionados cumplen desde el punto de vista eléctrico y térmico.

7. Referencias bibliogràficas

- [1] A.I. Maswood, P. L. (2012). Silicon carbide based inverters for energy efficiency. *IEEE Transportation Electrification Conferenece and Expo*, 1-5.
- [2] ÇELTEKLİGİL, U., & ÇAVDAR, M. (2021). Modeling, Simulation and Analysis of Bipolar Driven BLDC Motor. *IEEE 6Th International Forum on Research and Technology for Society and Industry*, (pàgs. 334-339).
- [3] Cheng , Z., Allafi, W., Dinh, Q., Ascencio, P., & Marco, J. (1 de Enero de 2018). *Online estimation of battery equivalent circuit model parameters and state of charge using decoupled least squares technique*. Obtenido de ScienceDirect:
<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360544217317127>
- [4] *Datos de la batería seleccionada*. (s.f.). Obtenido de Alibaba.com:
https://spanish.alibaba.com/p-detail/Customized-60693338195.html?spm=a2700.7724857.normal_offer.d_title.5d9868b0TDUXay
- [5] *Enlace para ver el diámetro de las ruedas*. (s.f.). Obtenido de caujolle-ruedas.es:
https://caujolle-ruedas.es/camaras-de-aire-para-llantas-de-carretilla-o-carreta/1122-neumatico_para-rueda_trasera_de_karting-diametro-255-mm-longitud-200-mm.html
- [6] *Enlace para ver hoja de especificaciones del módulo seleccionado*. (s.f.). Obtenido de Vishay: <https://www.vishay.com/docs/96103/vs-fc270sa20.pdf>
- [7] *Enlace para ver la hoja de características del condensador seleccionado*. (5 de Junio de 2019). Obtenido de Farnell:
<https://4donline.ihs.com/images/VipMasterIC/IC/VISH/VISH-S-A0008385411/VISH-S-A0008385411-1.pdf?hkey=6D3A4C79FDBF58556ACFDE234799DDFO>
- [8] *Enlace para ver las características del motor asíncrono de 15 kW*. (s.f.). Obtenido de Alibaba.com: <https://spanish.alibaba.com/p-detail/hot-60746319956.html?spm=a2700.details.0.0.2a9579effA8ee5>
- [9] *Enlace para ver las características del motor BLDC de 10 kW*. (s.f.). Obtenido de Alibaba.com: https://www.alibaba.com/product-detail/10KW-48V-72V-96V-10000W-kit_62584178959.html
- [10] *Enlace para ver las características del motor BLDC de 15 kW*. (s.f.). Obtenido de Alibaba.com: https://spanish.alibaba.com/p-detail/Custom-60795645600.html?spm=a2700.galleryofferlist.normal_offer.d_title.222c507eXGVycD&s=p
- [11] *Enlace para ver las características del motor PMSM de 15 kW*. (s.f.). Obtenido de Alibaba.com: <https://spanish.alibaba.com/product-detail/15kw-pmsm-motor-for-sightseeing-bus-golf-cart-electric-truck-1600064975844.html?spm=a2700.wholesale.maylikeexp.4.5a6a4b97rniBjX>

- [12]González, F. S. (2011). *Análisis de un kart de competición y de sus componentes*. Obtenido de ZAGUAN. Repositorio institucional de documentos:
https://zaguan.unizar.es/search?In=es&sc=1&p=An%C3%A1lisis+de+un+kart+de+competic%C3%B3n+y+de+sus+componentes&f=&action_search=Buscar&c=trabajos-academicos-universidad-zaragoza&c=tesis&c=materiales-academicos&c=bouz&c=normas&c=articulos&c=comunicaciones-
- [13]*IGBT and MOSFET Loss Calculation in Thermal Module*. (July de 2019). Obtenido de psim.powersimtech.com:
<https://psim.powersimtech.com/hubfs/PDF%20Tutorials/Level-2%20and%20SPICE%20Model%20Simulation,%20Loss%20Calculation/Tutorial-IGBT-and-MOSFET-Loss-Calculation-in-the-Thermal-Module.pdf>
- [14]*IGBT Modules*. (s.f.). Obtenido de Vishay: <https://www.vishay.com/modules/igbt-modules/>
- [15]*Indicaciones para el diseño DC-link*. (7 de Enero de 2021). Obtenido de TME:
<https://www.tme.eu/es/news/library-articles/page/42787/Indicaciones-para-el-diseno-DC-Link/>
- [16]*Información sobre cómo seleccionar condensadores DC-link*. (14 de Septiembre de 2017). Obtenido de <https://www.redeweb.com/articulos/seleccionando-condensadores-dc-link-en-convertidores-de-potencia/>.
- [17]*Inverter DC Link Capacitor Selection*. (10 de Septiembre de 2019). Obtenido de SPECTER: <https://www.specterengineering.com/blog/2019/9/7/dc-link-capacitor-selection-for-your-inverter#:~:text=In%20general%2C%20the%20DC%20voltage,should%20be%20450V%20or%20higher.>
- [18]J.W.Palmour. (2014). Silicon carbide power MOSFETs: Breakthrough performance from 900 V up to 15 kV. *IEEE 26th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's*, 79-82.
- [19]Kazimierzuk, D. B. (2007). DC-DC Converters for electric vehicle applications. *Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo*, 286-293.
- [20]López, J. C. (5 de Diciembre de 2021). *Semiconductores de carburo de silicio: cuáles son sus propiedades y por qué son un aliado valioso para el coche eléctrico*. Obtenido de Xataka: <https://www.xataka.com/componentes/semiconductores-carburo-silicio-cuales-sus-propiedades-que-aliado-valioso-para-coche-electrico>
- [21]Luciano García Rodríguez, E. W. (2013). A comparison of selected silicon and silicon-carbide switching devices for PV microinverter applications. *4th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, 1-7.
- [22]Luis Serrano Iribarnegaray, J. M. (2017). *Máquinas Eléctricas*. Valencia: Universitat Politècnica de València (4a Edición).
- [23]*Manual de PSIM*. (s.f.). Obtenido de powersimtech.com:
<https://www.powersimtech.com/wp-content/uploads/2021/01/PSIM-User-Manual.pdf>

- [24]Miao, Y., Hynan , P., Von Jouanne, A., & Yokochi, A. (2019). Current Li-Ion Battery Technologies in Electric Vehicles and Opportunities for Advancements. *Energies*, 12(6):1074.
- [25]Mora, J. F. (2016). *Máquinas Eléctricas*. Madrid: Garceta (8a Edición).
- [26]*Mosfet Modules*. (s.f.). Obtenido de Vishay: <https://www.vishay.com/modules/mosfet-modules/>
- [27]Nam, K. H. (2020). *AC Motor Control and Electrical Vehicle Applications*. CRC Press (2a Edición).
- [28]Organización de Consumidores y Usuarios. (7 de Octubre de 2021). *El coche eléctrico sigue compensando*. Obtenido de [ocu.org](https://www.ocu.org): <https://www.ocu.org/coches/coches/noticias/subida-recarga-electricos>
- [29]Rahimo, M. (2016). Performance evaluation and expected challenges of silicon carbide power MOSFETs for high voltage applications. *European Conference on Silicon Carbide & Related Materials* , 1.
- [30]Sanjuan, J. J. (2018). Applications of motors PMSM and BLDC for electric vehicles. *ResearchGate*.
- [31]Saxena, R., Pahariya, Y., & Tiwary, A. (2010). Modeling and Simulation of BLDC Motor Using Soft Computing Techniques. *Second International Conference on Communication Software and Networks* (págs. 583-587). Singapore: IEEE.
- [32]Tarascon, J., & M., A. (2001). Issues and challenges facing rechargeable lithium batteries. *Nature*, 359-367.
- [33]Trzynadlowski, A. M. (2015). *Introduction to Modern Power Electronics*. John Wiley & Sons.

PRESUPUESTO

1. Introducción

De acuerdo con las directivas que marca la ETSII, cualquier TFM es susceptible de ser presupuestado, bien sea de ejecución material del elemento proyectado, o bien de coste de elaboración del trabajo de ingeniería. En este trabajo se ha apostado por realizar un presupuesto de lo segundo.

Presupuestar el trabajo de diseño de ingeniería supone desglosar el precio final en una serie de bloques o cuadros de precio descompuestos que son los que siguen:

- Uso de software: para realizar el TFM ha sido necesario hacer uso de los siguientes paquetes de programas de pago:
 - o *Office 365*®: se han usado conocidas plataformas como *Word*, *Excel* y *PowerPoint*.
 - o *PSIM 7*®: ha sido el programa sobre el que se han realizado las simulaciones y obtenido los resultados.
- Uso de hardware: para elaborar el TFM se ha hecho uso de una serie de periféricos que presentan un coste económico
- Mano de obra: se refiere a las horas de trabajo que ha dedicado tanto el autor del TFM como, en menor medida, el tutor.

Hay que destacar que el presupuesto no es de ejecución material, pero se ha planteado como tal en lo que respecta a la forma de nombrar los elementos que lo conforman (unidades de obra, cuadro de precios descompuestos...).

2. Unidades de obra

A continuación, se listan las unidades que serán presupuestadas:

Unidad de obra (código)	
UO1	Software
UO2	Hardware/Materiales
UO3	Mano de obra

Tabla 23. Listado de unidades de obra

3. Cuadro de precios descompuestos y estado de las mediciones

3.1. Software

Se ha tenido en cuenta, a la hora de realizar el estado de las mediciones, que, pese a que el coste del *software* se da en €/año, no resultaría lógico que la medición de esta unidad de obra fuese 1 año, sino que habría que aplicar la cantidad de tiempo que ha transcurrido, en años, el TFM.

En este caso, al durar el TFM de Mayo a Junio (4 meses), resulta una cantidad, en años, de 0.33.

Los precios anuales de ambos paquetes se han sacado de las páginas oficiales de los proveedores.

UO1				
Descripción	Unidad medida	Precio (€/año)	Medición (años)	Importe (€)
Licencia Anual PSIM 7.0®	Año	2537	0.33	837.21
Microsoft Office 365® Personal	Año	69	0.33	22.77
TOTAL				859.98

Tabla 24. Unidad de Obra 1: desglose de precios

3.2. Hardware/Materiales

Se listan los materiales usados, así como su precio por unidad.

UO2				
Descripción	Unidad medida	Precio (€/ud)	Medición (ud)	Importe (€)
Portatil ASUS X56UJ-X0001T I7 8G 1TB W10	Unidad	624.79	1	624.79
Teclado Logitech K120 Business	Unidad	12.09	1	12.09
Monitor AOC 22B2H	Unidad	119.99	1	119.99
Ratón Logitech M90	Unidad	6.99	1	6.99
TOTAL				763.86

Tabla 25. Unidad de Obra 2: desglose de precios

3.3. Mano de obra de la ingeniería

El TFM estipula unas 300 horas de trabajo por parte del alumno que, en la situación que se encuentra, se halla en posesión del título de ingeniero técnico industrial.

Por otro lado, se han tenido en cuenta las reuniones que han mantenido alumno-tutor durante el cuatrimestre cada Lunes con una periodicidad bisemanal y duración de 1 hora. Sabiendo que el TFM comenzó en Febrero y terminó al fin del mes de Junio, se calcula, teniendo en cuenta el calendario 2022, una cantidad de 10 reuniones, por lo que la cantidad de horas de trabajo del tutor, cuya titulación es la de ingeniero superior industrial, es de 10 horas.

En cuanto al coste horario, en principio éste es a libre elección. Se han supuesto los costes horarios que se reflejan en la siguiente tabla.

UO3				
Descripción	Unidad medida	Precio (€/h)	Medición (h)	Importe (€)
Ingeniero Técnico Industrial	Hora	20	300	6000
Ingeniero Industrial	Hora	35	10	350
			TOTAL	6350

Tabla 26. Unidad de Obra 3: desglose de precios

4. Coste total del proyecto

Se obtiene en la siguiente tabla-resumen el presupuesto final del TFM:

DESCRIPCIÓN	IMPORTE (€)
UO1 (1)	859.98
UO2 (2)	763.86
UO3 (3)	6350
Presupuesto de Ejecución Material (PEM) (1)+(2)+(3)	7973.84
Gastos Generales (13%) (4)	1036.60
Beneficio Industrial (6%) (5)	478.43
Presupuesto de Ejecución por Contrata (PEC) (PEM)+(4)+(5)	9488.87
I.V.A. (21%)	1992.66
Presupuesto Base de Licitación (€) (PEC)+I.V.A.)	11481.53

Tabla 27. Desglose del precio final del presupuesto

Asciende el presupuesto a la expresada cantidad de:

ONE MIL CUATROCIENTOS OCHENTA Y UN EUROS CON CINCUENTA Y TRES CÉNTIMOS